

(11)Publication number : 06-225574  
(43)Date of publication of application : 12.08.1994

(51)Int.Cl.

H02P 5/408  
H02P 7/63

(21)Application number : 06-000712

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 10.01.1994

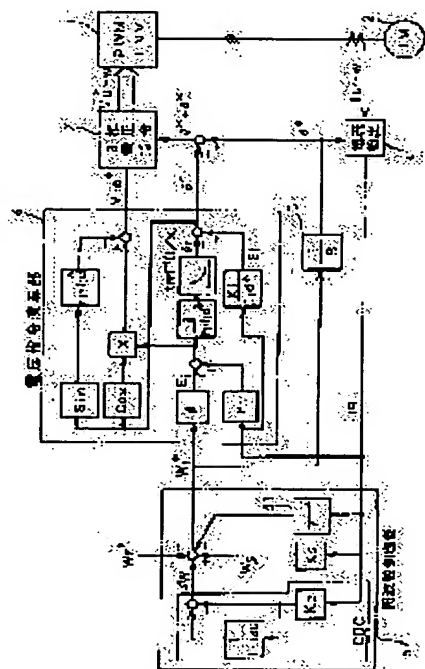
(72)Inventor : OKUYAMA TOSHIKI  
FUJIMOTO NOBORU  
SAITO TOSHIO  
MATSUI TAKAYUKI  
KUBOTA KUZURU  
FUJII HIROSHI

## (54) METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING MOTOR

(57)Abstract:

**PURPOSE:** To accurately control a rotating speed, a current by controlling an amplitude value of an output voltage, and an inner phase different angle based on a command value of an output frequency of an inverter and a torque current component of a primary current of a motor, and correcting it in response to a differential value of the torque current component.

**CONSTITUTION:** A controller for a control system is controlled in response to an amplitude value  $V_{*01}$  of a voltage vector, an inner phase difference angle  $\delta_{*}$  and a phase reference signal  $\theta_{*}$  based on a torque current component  $I_{1q}$ , a primary frequency command signal  $\omega_{*1}$  and an electric constant of an induction motor 2 by a frequency control unit 5 for controlling the signal  $\omega_{*1}$  by the component  $I_{1q}$ . Since a voltage PWM inverter 1 controls an output voltage of each phase according to a pulse width modulation signal obtained by comparing voltage commands  $V_{*u}$ ,  $V_{*v}$ ,  $V_{*w}$ , of a sine wave with a carrier signal and controls its fundamental wave component instantaneous value by comparing the instantaneous value with their voltage commands, a voltage  $V_1$  is controlled in response to the amplitude value  $V_{*1a}$ , the inner phase difference angle  $\delta_{*}$  and the signal  $\theta_{*}$ .



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 10.01.1994

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2737632

[Date of registration] 16.01.1998

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

**[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]**

[Date of extinction of right]



(51)Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 2 P 5/408

識別記号

A 9178-5H

H 9178-5H

7/63

3 0 2 Z 9178-5H

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

審査請求 有 請求項の数21 O L (全 42 頁)

(21)出願番号 特願平6-712

(62)分割の表示 特願昭63-143728の分割

(22)出願日 昭和63年(1988)6月13日

特許法第30条第1項適用申請有り 昭和62年8月27日～  
8月29日 社団法人電気学会主催の「昭和62年電気学会  
産業応用部門全国大会」において文書をもって発表

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72)発明者 奥山 俊昭

茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立

製作所日立研究所内

(72)発明者 藤本 登

茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立

製作所日立研究所内

(72)発明者 齋藤 敏雄

茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立

製作所日立研究所内

(74)代理人 弁理士 小川 勝男

最終頁に続く

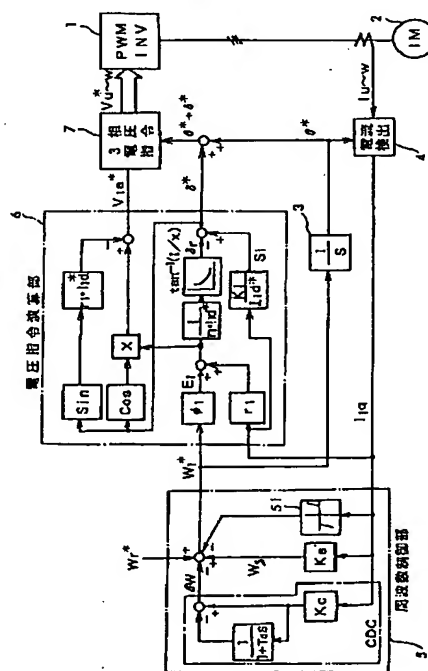
(54)【発明の名称】 電動機の制御方法及び装置

(57)【要約】

【目的】速度センサ及び電圧センサを用いず、電流センサのみによる簡単なシステム構成で、しかも、ASR、ACRを不要として、制御構成及び演算の簡素化を図り、取扱いが簡単で回転速度、電流を安定かつ、高精度に制御することができる電動機速度制御方法及び装置を提供する。

【構成】周波数変換器を用いる電動機速度制御方法において、電動機の一次電圧の振幅値及び該一次電圧と誘導起電力との位相差（内部相差角）の指令値を、少なくとも周波数指令値及び一次電流成分値に基づいて演算し、これらの指令値信号に基づいて一次電圧の瞬時値指令を演算し、該一次電圧の瞬時値指令に応じて周波数変換器の出力電圧を制御する。

図 1



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】周波数変換器を用いる電動機の手速度制御方法において、電動機の手一次電圧の振幅値及び該一次電圧と誘導起電力との位相差（内部相差角）の指令値を、少なくとも周波数指令値及び一次電流成分値に基づいて演算し、これらの指令値信号に基づいて一次電圧の瞬時値指令を演算し、該一次電圧の瞬時値指令に応じて周波数変換器の出力電圧を制御することを特徴とする電動機の制御方法。

【請求項2】周波数変換器を用いる電動機の手速度制御方法において、速度指令信号と電動機の手一次電流成分値とに基づいて周波数指令値を演算し、さらに、電動機の手一次電圧の振幅値及び該一次電圧と誘導起電力との位相差（内部相差角）の指令値を、少なくとも前記周波数指令値及び一次電流成分値に基づいて演算し、これらの指令値信号に基づいて一次電圧の瞬時値指令を演算し、該一次電圧の瞬時値指令に応じて周波数変換器の出力電圧を制御することを特徴とする電動機の制御方法。

【請求項3】請求項1または請求項2に於いて、上記一次電流成分値は、一次電流のトルク電流成分検出値であることを特徴とする電動機の制御方法。

【請求項4】前記一次電圧の振幅値及び内部相差角の指令値の演算は、電動機の手一次抵抗降下による相差角成分と漏れインダクタンス降下による相差角成分の夫々を、少なくとも前記周波数指令値及び一次電流成分値に基づいて演算し、前記一次抵抗降下による相差角成分と漏れインダクタンス降下による相差角成分との差により前記内部相差角の指令値を演算することによって行われることを特徴とする請求項1または請求項2記載の電動機の制御方法。

【請求項5】前記一次電圧の振幅値及び内部相差角の指令値の演算は、電動機の手一次抵抗降下による相差角成分と漏れインダクタンス降下による相差角成分の夫々を、少なくとも前記周波数指令値及び一次電流成分値に基づいて演算し、前記一次抵抗降下による相差角成分と漏れインダクタンス降下による相差角成分との差により前記内部相差角の指令値を演算し、さらに、この内部相差角の指令値により前記一次電圧の振幅値の指令値を演算することにより行われることを特徴とする請求項1または請求項2記載の電動機の制御方法。

【請求項6】前記内部相差角の指令値は、少なくとも前記周波数指令値と電動機一次電流検出値とに基づいて演算されることを特徴とする請求項1または請求項2記載の電動機の制御方法。

【請求項7】電圧指令信号に応じて出力電圧の大きさと出力周波数とが制御されるインバータにより誘導電動機を制御するものにおいて、前記電動機の手一次電流成分を検出し、一次電流成分の基準値からの変動に応じて、電圧指令信号の演算定数の少なくとも一つを変動させることを特徴とする電動機の制御方法。

【請求項8】前記演算定数は抵抗値であることを特徴とする請求項7記載の電動機の制御方法。

【請求項9】前記電圧指令信号の演算定数の少なくとも一つは、特定の周波数領域のみ変動させることを特徴とする請求項7記載の電動機の制御方法。

【請求項10】前記電圧指令信号の演算定数の少なくとも一つは、特定の一次電流成分値の領域のみ変動させることを特徴とする請求項7記載の電動機の制御方法。

【請求項11】電圧指令信号に応じて出力電圧の大きさと出力周波数とが制御されるインバータにより誘導電動機を制御するものにおいて、前記電動機の手前記一次電流のd軸成分（励磁電流相当）とq軸成分（トルク電流相当）を検出し、該q軸成分に応じて前記インバータの出力周波数及び出力電圧の大きさと位相を制御し、さらに、前記電動機の手前記一次電流のd軸成分の基準値からの変動に応じて、電動機の漏れインピーダンス降下を同定し、この同定結果に基づいて前記インバータの出力電圧の大きさと位相とを修正することを特徴とする電動機の手速度制御方法。

【請求項12】前記漏れインピーダンス降下の同定は、周波数指令あるいはq軸電流成分の少なくとも一方が所定値以下の場合に一次抵抗降下を同定し、前記周波数指令及びq軸電流成分がともに所定値以上の場合にリアクタンス降下を同定し、これらの同定信号に基づいて行われることを特徴とする請求項11記載の誘導電動機の手速度制御方法。

【請求項13】前記電動機の手前記一次電流のd軸成分（励磁電流相当）とq軸成分（トルク電流相当）を検出し、該d軸成分とq軸成分に応じて前記インバータの出力周波数及び出力電圧の大きさと位相を制御し、さらに、周波数指令が所定値以下の場合に前記電動機の手前記一次電流のd軸成分の基準値からの変動に応じて一次抵抗降下を同定し、この同定結果に基づいて前記インバータの出力電圧の大きさと位相とを修正することを特徴とする請求項11記載の電動機の制御方法。

【請求項14】前記同定結果に基づいて、前記インバータの出力電圧の大きさと位相を修正する際に使うべき周波数を演算する際にも、前記同定結果に基づいて修正することを特徴とする請求項13記載の電動機の制御方法。

【請求項15】電動機を可変速制御するための制御定数を前記電動機の電気定数に基づいて予め設定しておく電動機の制御装置において、接続候補となる種々の電動機を特定する情報をパラメータとして各電動機の制御定数を予め記憶する記憶手段と、実際に接続される電動機を特定する情報を入力し、当該電動機に対応する制御定数を前記記憶手段から読み出し設定する手段と、

を備えたことを特徴とする電動機の制御装置。

3

【請求項16】前記特定する情報は、電動機容量と極数とを含む情報であることを特徴とする請求項15記載の電動機の制御装置。

【請求項17】前記制御定数のうち電動機の漏れインダクタンスに関する定数を一次インダクタンスに対する比により設定することを特徴とする請求項15記載の電動機の制御装置。

【請求項18】電動機を可変速制御するための制御定数を前記電動機の電気定数に基づいて予め設定しておく電動機の制御装置において、

ベクトル制御法と他の制御法とを切換える手段と、  
前記ベクトル制御法を選択したときに、接続候補となる種々の電動機を特定する情報をパラメータとして各電動機の前記制御定数を予め記憶する記憶手段と、  
実際に接続される電動機を特定する情報を入力し、当該モータに対応する制御定数を前記記憶手段から呼び出し設定し、前記他の制御方法を選択したとき、他の設定手段による前記制御定数の設定を行う手段と、  
を備えたことを特徴とする電動機の制御装置。

【請求項19】前記特定する情報は、電動機容量と極数とを含む情報であることを特徴とする請求項18記載の電動機の制御装置。

【請求項20】誘導電動機を可変周波電圧源により制御する駆動制御方法において、誘導電動機の一次電流の検出値から算出した二次電流成分と、励磁電流の指令値あるいは誘導電動機の一次電流の検出値から算出した励磁電流成分と、出力周波数指令値とに基づいて、誘導電動機の固定子巻線と回転子巻線で発生する抵抗損及び鉄心中で発生するヒステリシス損とわず電流損を合わせた全損失が最小の値となるように、誘導電動機に鎖交磁束を作る励磁電流成分を制御することを特徴とする電動機の制御方法。

【請求項21】電誘機の一次電流のd軸成分とq軸成分とに基づいて電流位相演算し、さらに、これに基づいて一次側電流極性を求め、PWM出力信号のパルス幅を修正し、該修正されたPWM出力信号によって電動機が制御されることを特徴とする電動機の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、電動機の実速度制御方法及び装置に係り、特に、速度センサ及び電圧（磁束）センサを用いることなく、高性能な速度制御を行うために好適な電動機の実速度制御方法及び装置に関する。

【0002】

【従来の技術】誘導電動機を可変速制御するインバータ装置の制御方法としてベクトル制御や $v/f$ 制御（電圧／周波数一定制御）がある。前者は一般にすべり周波数制御方式が用いられる。この方式では例えば特開昭60-28786号公報に記載のように電動機に取付けた速度検出器からの検出値に応じて速度制御しその出力信号に基づ

(3)

4

いてすべり周波数の指令値を演算してそれと速度検出値を加算しインバータの出力周波数を制御している。また電動機電流のトルク成分 $i_{1q}$ を検出して、これに応じて電流制御を行っている。このため高安定で高精度な速度、電流制御が行えるが、速度検出器並びに速度調節器（ASR）及び電流調節器（ACR）が必要で構成が複雑である。一方、 $v/f$ 制御は、速度及び電流検出値によるフィードバック制御は行わず、速度指令に比例してインバータ出力周波数や出力電圧をオープンループで制御する方式であり、負荷に応じて速度が変動し高精度な制御は得られないが、構成は簡単である。

【0003】一方、誘導電動機を速度センサを用いずに高精度に速度制御する方法に関する第2の従来技術として、例えば、アイ・イー・イー・イー・トランザクション、インダストリー・アプリケーション、アイ・エー・19、3（1983年）、第356頁～第362頁（IEE、Transaction Industry Application、IA-19、No.3（1983）PP356-362）に記載された技術が知られている。この従来技術による誘導電動機の実速度制御方法は、電動機の一次電圧及び一次電流より、速度及びすべり周波数あるいはトルクを演算し、その演算結果を用いて制御を行う方法であり、速度センサを用いることなく、高精度の速度制御を行うことができる。

【0004】また、第3の従来技術として、イー・ピー・イー、コンファレンス（1985）、第351頁～第355頁（EPE Conference（1985）、PP351-355）に記載された技術が知られている。この従来技術による誘導電動機の実速度制御方法は、速度センサ及び電圧（磁束）センサを共に省略した方法であり、インバータ出力電圧の瞬時値指令と電動機電流に基づいて、夫々の位相角度を演算して力率角を検出し、この検出値が指令値と一致するように周波数指令を制御する方法である。

【0005】従来、誘導電動機のベクトル制御方式においては、運転する誘導電動機の電動機定数、例えば励磁インダクタンスおよび時定数等に基づいて、各制御定数を細かく設定する必要がある。第4の従来技術として特開昭59-165982号公報に示されたベクトル制御装置においては、電圧指令信号を演算する際の制御定数の一次抵抗 $r_1$ 、漏れインダクタンス $L_\sigma$ 、一次インダクタンス $L_1$ 、励磁電流指令値 $i^*_{1d}$ は、電動機の一次抵抗、漏れインダクタンス、一次インダクタンス、励磁電流に応じて設定する必要がある。

【0006】誘導電動機駆動制御装置に関する更に第5番目の従来技術として、例えば、特開昭61-189193号公報等に記載された技術が知られている。この従来技術による制御装置は、必要とする誘導電動機のトルクに対し、一次電流が最小の値となるようにするため、誘導電動機の駆動制御装置に励磁電流を制御する手段を備えるものであった。

## 【0007】

【発明が解決しようとする課題】上記第1番目の従来技術における各制御方式には一長一短がある。すなわち、ベクトル制御では速度や電流検出器及びASR、ACRの調節器を有することから構成が複雑なこと、さらに各調節器の定数を機械系の慣性モーメント及び電動機の電気定数に応じて設定する必要があるため煩雑になり誤った設定によっては制御が逆に不安定になる。一方、 $v/f$ 制御では負荷に応じて速度が変動すること、また、急激な速度や負荷の変動によって電流が脈動したり、トルク/電流の低下が生じ、著しい場合は脱調するといった制御上の問題がある。

【0008】前述した前者第2番目の従来技術(IEEE Transaction)は、電圧センサとその周辺回路のためシステム構成が複雑となり、また、速度及び電流を制御するための調節器(ASR、ACR)を必要とし、フィードバックループが多数となって制御構造が複雑となるという問題点を有している。また、第3番目の従来技術(EPE Conference)も同様に、速度調節器及び力率調節器を必要とし、フィードバックループが多数となって制御構成が複雑となり、さらに、力率角を検出する際に多相交流瞬時値の演算を行っており、この演算が非常に複雑であり、十分な制御精度を得ることができないという問題点を有している。さらに、前記両従来技術は、前述の各種の調節器の制御定数を機械系の慣性モーメント及び電動機の電気定数に応じて設定する必要がある、これらの設定のための取扱いが煩雑であるという問題点があった。

【0009】また、第4番目の従来例においては、これら電動機定数を設計値または実測値に基づいて一つ一つマニュアル設定していたので、使用する電動機毎に制御定数を細かく設定変更しなければならず作業が繁雑であり、また、電動機定数が不明な場合は設定が不可能となる問題があった。

【0010】また、前記第5番目の従来技術は、一次電流を最小とするように誘導電動機の制御を行っているので、一次抵抗損を最小とすることができるが、二次抵抗損やヒステリシス損、うず電流損等を含めたトータルの損失を必ずしも最小とすることができないという問題点があった。このため、前記従来技術は、これらの損失に相当する電力を駆動制御装置から供給することが必要となり、制御装置の容量が大きくならざるを得ないという問題点があった。また、誘導電動機側においては、回転子の過熱の可能性があるとともに、例えば、電動機を高速で回転させる場合には、ヒステリシス損やうず電流損が大きくなり、場合によっては、電動機の過熱による損傷を生ずる場合もある。

【0011】本発明の第1の目的は、前記従来技術の問題点を解決し、速度センサ及び電圧センサを用いず、電流センサのみによる簡単なシステム構成で、しかも、A

SR、ACRを不要として、制御構成及び演算の簡素化を図り、取扱いが簡単で回転速度、電流を安定かつ、高精度に制御することができる電動機速度制御方法及び装置を提供することにある。

【0012】本発明の第2の目的は、前述した従来技術の問題点を解決し、電動機の低速運転領域から高速運転領域にわたって、電動機内で発生する全損失が最小となるような理想的な誘導電動機駆動制御方法及び装置を提供することにある。

## 【0013】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、前記第1の目的は、周波数変換器であるインバータの出力周波数の指令値及び電動機の一次電流のトルク電流成分に基づいて、出力電圧の振幅値と内部相差角を制御し、また、前記トルク電流成分の不完全微分あるいは微分値に応じてインバータの出力周波数及び出力電圧を修正することにより達成される。

【0014】本発明によれば、前記第2の目的は、誘導電動機の負荷トルクに対応した成分と、インバータ装置の出力周波数とにより、誘導電動機的全損失が最小となるように、誘導電動機の励磁電流成分を制御することにより達成される。

## 【0015】

【作用】前記第1の目的に関連し、電圧の振幅値と内部相差角を制御することにより、負荷変動に伴う電動機の磁束の変動を起すことなく常に一定の制御を行うことが可能となる。これにより、従来の $v/f$ 制御において問題のあったトルク変化時や低周波運転時においても、常にトルク/電流の低下がなく、十分なトルクを安定に得ることができる。さらに、トルク電流成分の変化分に応じて電動機の周波数及び電圧を補償制御しているため、急峻な速度指令の変化や負荷トルク変動に伴う電動機電流の脈動や過大を防止して、回転速度を高精度に制御することができる。

## 【0016】

【実施例】以下、本発明による電動機速度制御方法の実施例を図面により詳細に説明する。なお、以下の説明において、図面を通じ、同様な部材には同様な参照符号を付し必要のない限りくり返して説明しない。

【0017】図1は本発明の方法を適用した制御システムの基本構成を示すブロック図、図2、図3、図4、図7、図8は本発明の原理を説明する図、図10は図1のシステムの一部のmodificationを示す図、図5、図6、図9は図4の実施例の制御特性を説明する図、図11は電動機の電流特性を説明する図である。

【0018】図1は本発明の方法を適用した誘導電動機のベクトル制御システムのブロック図である。なお、制御演算はマイクロプロセッサにより行っても良いが、ここでは説明上ブロック図で記載している。

【0019】ベクトル制御は、周波数変換器(インバー

7

タ装置)によって誘導電動機の回転速度及びトルクを高速応答、高精度に制御する1つの方法である。これは電動機の一次電流を励磁電流(磁束を発生するための磁化電流 $I_{1d}$ )と二次電流(トルク発生に寄与するトルク電流 $I_{1q}$ )とに分けて制御し、二次鎖交磁束とトルク電流が直交するように制御する。

【0020】図1において、1は電圧形PWMインバータ、2は誘導電動機、3は積分器、4は電流検出器、5は周波数制御部、6は電圧指令演算部、7は3相電圧指令部である。

【0021】本発明の制御方法を適用した制御システムの一実施例は、電圧指令信号 $V^*u \sim V^*w$ によって制御される電圧形インバータ1と、該電圧形インバータ1を制御する制御装置により構成され、被制御対象である誘導電動機2が、電圧形インバータ1の出力により駆動される。制御装置は、一次周波数指令 $\omega^*1$ を積分して位相基準信号 $\theta^*$ を生成する積分器3と、この位相基準信号 $\theta^*$ を基準として電動機一次電流のトルク電流成分 $I_{1q}$ を検出する電流検出器4と、このトルク電流成分 $I_{1q}$ により一次周波数指令信号 $\omega^*1$ を制御する周波数制御部5と、トルク電流成分 $I_{1q}$ 、一次周波数指令信号 $\omega^*1$ 及び誘導電動機2の電気定数に基づいて電圧ベクトルの振幅値 $V^*1a$ と内部相差角 $\delta^*$ (一次電圧と誘導起電力との位相角)とを演算する電圧指令演算部6と、電圧ベクトルの振幅値 $V^*1a$ 、内部相差角 $\delta^*$ 、位相基準信号 $\theta^*$ に\*

$$V^*u = -V^*1a \cdot \sin(\theta^* + \delta^*)$$

電圧形PWMインバータ1は、正弦波の電圧指令 $V^*u$ 、 $V^*v$ 、 $V^*w$ と搬送波信号とを比較して得られるパルス幅変調信号に従い、各相の出力電圧を制御し、その基本波成分瞬時値をそれらの電圧指令に比例して制御するため、電圧ベクトル $V_1$ は、その振幅値 $V^*1a$ 、内部相差角 $\delta^*$ 及び位相基準信号 $\theta^*$ に応じて制御される。もし、推定された内部インピーダンス降下が実際値と一致していれば、誘導起電力 $E'_1$ の大きさは、前述したその指令値に一致し、その向きはq軸と一致する。この条件において、図1における積分器3から得られる位相基準\*

$$\begin{bmatrix} I_{1d} \\ I_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ 1/\sqrt{3}(i_v - i_w) \end{bmatrix} \quad \dots (数2)$$

【0027】数2において、 $i_u - i_w$ は電動機一次電流である。

【0028】ここで、すべり周波数 $\omega_s$ は、二次電流 $I'_2$ に比例することから、二次電流 $I'_2$ の検出値 $I_{1q}$ よりすべり周波数 $\omega_s$ を推定することができ、従って、周波数制御部5における係数器は、すべり係数 $K_s$ をトルク電流成分 $I_{1q}$ に乗ずることにより、すべり周波数推定値 $\omega_s$ を演算することができる。これにより、周波数制御部5は、周波数指令 $\omega^*r$ とすべり周波数 $\omega_s$ との加算値を求めて一次周波数指令 $\omega^*1$ を制御し、電動機

(5)

8

\*基づいて、三相の出力電圧基準信号 $V^*u \sim V^*w$ を演算する三相電圧指令部とにより構成されている。

【0022】周波数制御部5及び電圧指令演算部6の詳細な構成は、制御原理と合わせて後述することとし、次に、図2及び図3により基本的な原理と基本動作を説明する。

【0023】図2は誘導電動機2の等価回路を示しており、図3はこの等価回路に基づいて表わしたベクトル図で、図3におけるd-q軸は、同期速度 $\omega_1$ で回転する直交座標である。電圧ベクトル $V_1$ は、誘導起電力 $E'_1$ と電動機の内部インピーダンス降下 $[(r_1 + j\omega_1 \cdot L\sigma) \cdot I_1]$ の和で与えられ、電圧ベクトル $V_1$ と誘導起電力 $E'_1$ の間には内部インピーダンス降下に応じた内部相差角 $\delta$ を有する。そこで、電圧ベクトル $V_1$ の振幅値 $V_{1a}$ 及び内部相差角 $\delta$ の各指令値( $V^*1a$ 、 $\delta^*$ )は、後述する関係式に従い、誘導起電力 $E'_1$ の指令値及び内部インピーダンス降下の推定値に基づいて演算される。さらに、この指令値から数1に従い三相の電圧指令信号( $V^*u$ 、 $V^*v$ 、 $V^*w$ )が演算される。各電圧指令信号は、互いに120度ずつ位相が異なるのみであるから、例えば、U相の電圧指令信号 $V^*u$ は、数1で示される。

【0024】

【数1】

…(数1)

※準信号 $\theta^*$ は、磁束ベクトル(誘導起電力 $E'_1$ に直交)の固定子U相軸から回転角 $\theta$ を表わすものとなる。

【0025】前述したように、誘導起電力 $E'_1$ の向きがq軸に一致する条件においては、図1に示す電流検出器4において数2に従って演算検出される各軸電流成分 $I_{1d}$ 、 $I_{1q}$ は、夫々、励磁電流 $I'_0$ 及び二次電流 $I'_2$ に一致する。

【0026】

【数2】

の実際の回転速度 $\omega_r$ をその指令値 $\omega^*r$ と一致させるように制御することができる。

【0029】次に、電圧指令演算部6の詳細な構成と動作について説明する。図3に示すベクトル図において、電圧ベクトル $V_1$ の振幅値 $V_{1a}$ と内部相差角 $\delta$ とは、電動機の電流成分 $I_{1d}$ 、 $I_{1q}$ 及び電動機定数に基づいて、次式により示される。

【0030】

【数3】

$$\delta = \tan^{-1} \left( \frac{r_1 \cdot I_{1d} - \omega_1 \cdot L \sigma \cdot I_{1q}}{E'_1 + \omega_1 \cdot L \sigma \cdot I_{1d} + r_1 \cdot I_{1q}} \right) \quad \dots (数3)$$

【0031】

【数4】

$$V_{1s} = (E'_1 + \omega_1 \cdot L \sigma \cdot I_{1d} + r_1 \cdot I_{1q}) \cos \delta - (r_1 \cdot I_{1d} - \omega_1 \cdot L \sigma \cdot I_{1q}) \sin \delta \quad \dots (数4)$$

ここで、 $E'_1 = \omega_1 \cdot M' \cdot I_{1d} = \omega_1 \phi_{2d}$

$\phi_{2d}$  : 二次磁束鎖交数、 $M'$  : 相互インダクタンス

$L \sigma$  : 漏れインダクタンス

電圧指令演算部6は、この数3及び数4に従い、

$E'_1$ 、 $I_{1d}$ 、 $I_{1q}$ の指令値あるいは実際値及び電動機定数( $r_1$ 、 $L \sigma$ )に基づいて、 $V_{1s}$ 及び $\delta$ の指令値を演算し、これらを制御すれば、結果として $E'_1$ を負荷に無関係に一定に、すなわち磁束 $\phi_{2d}$ を常に一定に制御することができる(ベクトル制御条件の成立)。しかし、数3、数4によれば、電圧指令演算部6で行うべき演算は、 $\omega_1$ 、 $I_{1d}$ 、 $I_{1q}$ 等の制御変数同志の乗除算が多く複雑となる。そこで、本発明においては、 $V_{1s}$ 及び $\delta$ の演算

$$\delta = \delta_1 - \delta'_r \quad \dots (数5)$$

と表わされる。ここで、漏れインダクタンス降下は、一般に $E'_1$ に比較しその比が0.2程度と小さく、その結果、 $\delta'_r$ は、 $E'_1$ に $r_1 \cdot I_{1d}$ のみを加算した電圧 $E_{1r}$ と $E'_1$ との相差点 $\delta_r$ と略一致する。さらに、 $r_1 \cdot I_{1d} \ll E'_1$ であるような高周波運転時においては、図4に示すように $\delta'_r$ は小さく、 $\delta$ に関する量が小※

$$\delta = \delta_1 - \delta_r \quad \dots (数6)$$

ここで、

【0035】

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \tan^{-1} \left( \frac{\omega_1 \cdot L \sigma \cdot I_{1q}}{E'_1 + \omega_1 \cdot L \sigma \cdot I_{1d}} \right) \\ &= \tan^{-1} \left( \frac{\omega_1 \cdot L \sigma \cdot I_{1q}}{\omega_1 (I_{1d} + M) I_{1d}} \right) \\ &= \tan^{-1} \left( K_1 \frac{I_{1q}}{I_{1d}} \right) \quad \dots (数7) \end{aligned}$$

【0036】で表わすことができる。この式において $K_1$ は、インダクタンス比 $[L \sigma / (I_{1d} + M)]$ であり、この値は、電動機が異なっても通常0.1程度でほぼ一定であり、 $M$ の値が既知でない場合にも $\delta$ を演算することができる。

$$\delta_1 \approx K_1 \cdot I_{1q} / I_{1d}$$

として簡略演算することができる。

【0039】一方、 $\delta_r$ は、

\*算を次に説明する原理に基づいて簡単化している。

【0032】 $\delta$ の演算

図4のベクトル図に示すように、一次電圧ベクトル $V_1$ は、誘導起電力 $E'_1$ に漏れインダクタンス降下( $\omega_1 \cdot L \sigma \cdot I_{1d}$ )と一次電圧降下( $r_1 \cdot I_{1d}$ )とをベクトル的に加算したものである。従って、 $E'_1$ に $\omega_1 \cdot L \sigma \cdot I_{1d}$ のみを加算した電圧を $E_1$ として、 $E'_1$ と $E_1$ との相差点を $\delta_1$ とし、 $V_1$ と $E_1$ のなす角を $\delta'_r$ とすれば、内部相差点 $\delta$ は、

【0033】

【数5】

※さい。それゆえ、全周波数範囲に亘り、 $\delta_r$ を $\delta'_r$ とみなしても $\delta$ を演算する上で大きな誤差を生じることはない。従って、内部相差点 $\delta$ は、次式に従って簡略化して演算することができる。

【0034】

【数6】

★【数7】

☆【0037】さらに、 $\delta_1 \ll 1$ であることから、 $\delta$

40  $\delta_1$ は、

【0038】

【数8】

... (数8)

【0040】

【数9】



$$\delta_r = \tan^{-1} \left( \frac{r_1 \cdot I_{1d}}{E'_1 + r_1 I_{1q}} \right) \quad \dots \text{(数9)}$$

$$= \tan^{-1} \left( \frac{1}{\left( \frac{E'_1 + r_1 \cdot I_{1d}}{r_1 \cdot I_{1q}} \right)} \right)$$

【0041】として表わすことができる。ここで、誘導起電力 $E'_1 (= \omega_1 \cdot \phi_{2d})$ は、一次誘導起電力 $E_1 (= \omega_1 \cdot \phi_1)$ に略等しく、従って、次式により $\phi_{2d}$ を求

$$\phi_{2d} \approx \phi_1 = E_{10} / \omega_{10}$$

ここに、 $\phi_1$ ：一次磁束鎖交、 $E_{10}$ ：定格誘導起電力、 $\omega_{10}$ ：定格角周波数である。

#### 【0043】 $V_{1a}$ の演算

一次電圧ベクトル $V_1$ の振幅値 $V_{1a}$ は、前述の数6による $\delta$ の演算結果を用いて、数4により演算することができるが、 $\omega_1$ が大きい場合には、数4において第1項第2項となり、第2項を無視することができる。また、※

$$V_{1a} \approx (\omega_1 \phi_1 + r_1 \cdot I_{1q}) \cos \delta - r_1 \cdot I_{1d} \sin \delta \quad \dots \text{(数11)}$$

図5(a)、(b)は、それぞれ $\omega_1$ 及び $I_{1q}$ に対する $V_{1a}$ 及び $\delta$ の演算結果を示したものであり、破線は、前述した数3、数4による厳密な演算式に従い計算した値を、実線は、数6、数11の簡略化した演算式に従い計算した値を示す。図5(a)においては、 $I_{1q}$ が大きくなると、実線で示した簡略演算値は、破線で示した厳密演算値に比較して $V_{1a}$ の値に誤差を生じるが、定格負荷時においても、この誤差は-1.1%と小さく問題とならない。なお、無負荷時、すなわち、 $I_{1q} = 0$ においては、全く誤差は生じない。また、図5(b)における $\delta$ の演算では、 $\omega_1$ が小、 $I_{1q}$ が大の条件で誤差を生じているが、この誤差は、後述するようにトルクに対する制御精度への影響が小さく問題はない。

【0045】前述したことから、図1に示す電圧指令演算部6は、 $\delta$ の演算を前述の数6、数8、数9に従って行い、 $V_{1a}$ の演算を数11に従って行うように構成すればよいことになる。図1に示す電圧指令演算部6において、 $I_{1d}$ の指令値 $I^*_{1d}$ に関する演算項は予め係数として設定することができる。また、 $\delta_r$ の演算では除算を避けるため、変数 $x$ の逆数 $1/x$ を変数とする $\tan^{-1}(1/x)$ の関数テーブルを用いて構成されており、これにより、極力変数同志の乗除算を用いない構成として、演算の簡素化を図っている。

【0046】図6は前述の簡略化した電圧指令演算方式におけるトルク制御特性を示している。同図におけるトルク精度は、発生トルク $\tau_e$ ／トルク電流 $I_{1q}$ の基準値に対する変動割合である。同図から理解できるように、高速度運転に比較して低速度運転時のトルク精度が劣るが、その変動は0.5%以内と小さく、このことから、図1に示す実施例のような簡略式による電圧指令演算によ

＊め、これにより $E'_1$ を設定することができる。

【0042】

【数10】

…(数10)

※ $\omega_1$ が小さい場合には、数4の第2項における漏れインダクタンス降下は、抵抗降下に比較して小さいことから、 $V_{1a}$ は、次式に従い簡略化して演算することができる。

【0044】

【数11】

る電圧制御によっても、充分な制御特性が得られることがわかる。

【0047】次に、図1に示す周波数制御部5の詳細な構成及びその動作について説明する。前述したように、電動機の入力電圧 $V_1$ の大きさと位相を制御して、誘導起電力(磁束)が電流により変動しない条件で制御する場合、電動機の等価回路は、図7の鎖線内に示すように表わすことができる。すなわち、この等価回路は、周波数 $\omega^*_{s1}$ を制御することにより、すべり周波数 $\omega_s = \omega^*_{s1} - \omega_r$ が変化し、それに応じてトルク電流 $I_{1q}$ が変化し、これにより、電動機の発生トルク $\tau_e$ が変化して回転速度 $\omega_r$ が変わることを表わしている。ところで特願昭61-231889号公報に述べられている $I_{1q}$ に応じた周波数制御法は、図8(a)に示すように、比例-積分(P-I)補償の速度調節器(ASR)で電流調節器(ACR)を備え、 $I_{1q}$ 及び速度指令 $\omega^*_{r1}$ に基づいて一次周波数指令値 $\omega^*_{s1}$ を演算し、インバータの出力周波数を制御しているが、これらASR、ACRにおける制御定数の設定や調整が複雑であることから、制御機能を低下させることなく、構成の簡素化を図っている。図8(b)～(d)は、構成の簡素化のためのASR、ACRの省略化に際しての変換の経過を示すものである。図8(b)は、ASRをP補償とし、ACRについては図のイ部を省略しI-P補償としたものを表わしている。図8(c)は、さらに、ASR、ACRとを一体化し、また、P補償としたことによるASRのオフセットをロ部に示す係数により補償したものである。図8(c)をさらに整理すれば、図8(d)に示すように簡素化される。いま、図8(d)において、 $I_{1q}$ から $\omega^*_{s1}$ までの伝達関数は次式で表わすことができる。

【0048】

$$\frac{\omega^*_{11q}}{11q} = \frac{K_s}{1 + T_d \cdot S} - \frac{K_c \cdot T_d \cdot S}{1 + T_d \cdot S} \quad \dots (数12)$$

【数12】

【0049】但し、 $K_c$  はACRの比例ゲイン、 $T_d$  はASR、ACRの定数から成る時定数で、 $T_d = 1/K_A \cdot K_c$ 、 $K_A$ はASRの比例ゲイン、 $K_s$  はすべり係数である。

【0050】この数12において、第1項の一次遅れ要素\*

$$\frac{\omega^*_{11q}}{11q} = K_s - \frac{K_c \cdot T_d \cdot S}{1 + T_d \cdot S} \quad \dots (数13)$$

【0051】

【数13】

【0052】と表わされる。この数13における第1項は、電動機のすべりによる速度変動を補償するためのすべり補償項、また、第2項は、トルク急変時及び速度指令変更時に電流の過渡状態におけるオーバシュートや振動を防止するための電流ダンピング制御（以下CDCという）に関係した項であり、この項は、数13から明らかなように不完全微分の形である。

【0053】図1に示す本発明の実施例における周波数制御部5は、この数13に従った演算を実行するように構成されている。周波数制御部5内の2点鎖線で囲まれた部分は、前述の不完全微分で構成された電流ダンピング制御回路であり、 $I_{1q}$ を入力としてその変化分に相当した値 $\Delta\omega$ を演算している。この値 $\Delta\omega$ と $I_{1q}$ にすべり係数 $K_s$ を乗じたすべり周波数 $\omega_s$ は、夫々負極性及び正極性で速度指令 $\omega^*_{1r}$ を加算され、一次周波数指令 $\omega^*_{11q}$ が出力される。なお、図10の周波数制御部5内に示される電流リミッタ51は、 $I_{1q}$ を入力として、その出力が $\omega^*_{11q}$ に負極性で加算される。

【0054】次に、この周波数制御部の動作を説明する。前述した電圧指令演算部6による本発明の電圧制御により、一次電流のトルク電流成分の検出値 $I_{1q}$ は、誘導電動機のすべり周波数に比例することになるので、 $I_{1q}$ に比例係数 $K_s$ を乗じるとすべり周波数 $\omega_s$ を演算することができる。従って、負荷や速度が急峻に変化しない定常状態では、一次周波数指令 $\omega^*_{11q}$ は、 $\omega^*_{1r} + \omega_s$ で制御されることになり、負荷が変動しても、電動機の回転速度 $\omega_r$ は、その指令値 $\omega^*_{1r}$ に一致して制御される。

【0055】一方、負荷や速度が急峻に変化する過渡状態においては、例えば、図9に実線で示すように、速度指令 $\omega^*_{1r}$ にステップ指令が与えられた場合、すべり周波数が増加するため $I_{1q}$ は増加するが、このとき、電流ダンピング制御（CDC）が働き、 $K_c$ 及び $T_d$ を定数とする $I_{1q}$ の不完全微分値 $\Delta\omega$ が速度指令 $\omega^*_{1r}$ に負極性で加算されるので、一次周波数指令 $\omega^*_{11q}$ の増加率は下り、 $I_{1q}$ の急峻な増加を防止できる。

【0056】また、過負荷時には、電流リミッタ51が動作し、 $I_{1q}$ がリミッタ51の設定値より大きくなると、 $I_{1q}$ に所定の係数を乗じ、その出力値で $\omega^*_{11q}$ を低下

\*素は、省略（ $T_d=0$ ）しても特性上の差異は殆ど無いため、これを省略することができる。これを省略すると、前記数12の伝達関数は、

【0051】

【数13】

させることにより、すべり周波数を適正值に制御し、電動機の過電流を防止することができる。

【0057】いま、電流ダンピング係数 $K_c$ を零に、すなわち、CDCを行わないようにすると、電動機の制御特性は、図9の破線で示すようになり、速度指令のステップ変化に対して、回転速度 $\omega_r$ やトルク電流成分に脈動を生じる。この脈動は、図7に示す電動機の等価回路において、一次周波数指令 $\omega^*_{11q}$ から回転速度 $\omega_r$ までの伝達関数が、電動機の漏れインダクタンスによる時定数 $T_\sigma$ の一次遅れ要素及び機械系の慣性モーメントJに関する積分要素によって、系が二次系となるために発生する。本発明によるCDCは、不完全微分を構成して、速度や電流を不安定にする慣性モーメントに関する前述の積分要素の影響を緩和し、系の安定性を保持する作用を有する。

【0058】また、CDCは、以下の作用をも有する。すなわち、図14の周波数制御部5は、すべり周波数の演算値 $\omega_s$ を正極性で $\omega^*_{11q}$ に加算してすべりを補正しているが、このため、負荷増加時において、 $I_{1q}$ の増加により $\omega^*_{11q}$ が増加し、すべり補正を行わない場合に比べてすべりが過大となり易く、過電流を発生し易い。しかし、CDCがあることにより、周波数制御部5は、 $I_{1q}$ の変化分に応じた $\Delta\omega$ の値を $\omega^*_{11q}$ より減算して、すべりを適正值に制御するため、この問題を解決することができる。

【0059】なお、数13は図10の回路でも実現でき、数13の第1項、第2項は図10のC部、B部にそれぞれ相当する。

【0060】図1の実施例によれば、電流センサのみを用いてトルク電流成分の検出値 $I_{1q}$ を得、この値と一次周波数指令 $\omega^*_{11q}$ に基づいて、電動機電圧の大きさと位相を制御することにより、電動機磁束を一定に制御でき、さらに、電流ダンピング制御により、ASR、ACRを用いることなく、回転速度や電流を安定に制御できるという効果を奏することができる。

【0061】なお、図1の実施例は、トルク電流成分検出値 $I_{1q}$ に基づいて制御演算を行っているが、制御精度がさほど要求されない場合には、一次電流 $I_{1q}$ の大きさ

に基づいて制御を行ってもよい。すなわち、図11に示すように負荷トルクが大きい領域では、 $I_{1q}$ は、 $I_1$ に漸近する特性を示すため、 $I_1$ に基づいた制御も可能である。また、電動機の励磁電流 $I^*_{1d}$ が一定であれば、 $I_{1q} = \sqrt{(I_1^2 - I^{*2}_{1d})}$ により $I_{1q}$ を演算してもよく、そのときの $I_{1q}$ の極性（力行、回生）は、インバータ1の直流電流の極性等から判別することができる。

【0062】また、図1の実施例は、電流ダンピング制御の不完全微分で構成したが、この制御を微分で構成しても同様なダンピング効果を得ることができる。さらに、この不完全微分は、マイコンによるデジタル演算を用いる場合、サンプル周期毎に $I_{1q}$ の差分を演算することにより簡単に構成することができる。

【0063】次に、本発明の他の実施例を説明する。図12は本発明の方法を適用した制御システムの別の実施例を示すブロック図である。同図に示す実施例は、前述した図1に示す実施例の構成に加えて、電動機一次電流より $I_{1q}$ を検出する検出器4において、数2に従って励磁電流成分 $I_{1d}$ も検出し、この $I_{1d}$ が指令値 $I^*_{1d}$ と一致するように電流調節器8の出力を、 $\delta^*$ と係数器9を介して電圧指令 $V^*_{1a}$ に加算する方式である。

【0064】この実施例によれば、速度や負荷が過渡的に変動するような条件の場合においても、常に $I_{1d}$ を指令値通りに保持することができ、磁束を常に一定に制御することができるので、その制御特性を、図1に示す実施例よりさらに向上させることが可能である。

【0065】前述の図12に示す実施例において、 $I_{1d}$ の変動に応じて電圧指令演算部6の $I^*_{1d}$ を修正するようにしても、同様な効果を奏することができる。

【0066】図13は本発明の方法を適用した制御システムのさらに別の実施例を示すブロック図である。同図に示す実施例は、電圧指令演算部6における電圧指令演算方式をさらに簡便化したものである。すなわち、この実施例は、電圧振幅指令値 $V_{1a}$ を、誘導起電力 $E_1 (= \omega_1 \cdot \phi_1)$ と、電動機一次電流絶対値検出器10の検出値 $|I_1|$ に比例係数器11のゲイン $K_1$ を乗じた値とを加算することによって得るよう構成され、また、関数器12に前述した数3に従い、 $I_{1q} = 0$ （無負荷）の条件で、 $\omega^*_{1a}$ を変数とした内部相差角の関数のカーブを予めテーブル化して格納しておき、この関数器12の出力 $\delta_0$ を、この出力 $\delta_0$ 及び $|I_1|$ に応じて変化する比例係数器13のゲイン $K_2$ で補正し、 $\delta^*$ を演算するように構成される。また、周波数制御部5において、すべて周波数演算に必要とするトルク電流成分は、演算器14により、 $I_{1q} = \sqrt{(|I_1|^2 - I^{*2}_{1d})}$ の演算を行って検出される。

【0067】この図13に示す実施例によれば、さらに、電圧指令演算の簡便化を図ることができ、しかも前述の2つの実施例の場合と同様な制御性能を得ることができるという効果を奏する。

【0068】前述の図13に示した実施例は、関数器12の設定を数3に基づいて行ったが、本発明は、制御要求精度が低くてよい場合、低速度域においてのみ内部相差角制御を行う構成としてもよい。

【0069】また、以上述べた本発明の実施例は、全て電動機の力行運転時における制御として説明したが、本発明は、回生運転時における制御にもそのまま適用することができる。但し図13のものにおいては、PWMインバータの直流出力電流の符号等により回生運転であることを判別し、 $V^*_{1a}$ 及び $\delta^*$ に加算する補正信号の符号及び $I_{1q}$ の符号を変えればよい。

【0070】以上説明したように、上記の実施例によれば、速度センサや電圧センサを用いず、電流センサのみを用いた簡単なシステム構成により電動機の制御ができ、その上、ASRやACRを用いないため制御装置の取扱いが簡単になるとともに、それらを用いないにもかかわらず、回転速度や電流を高精度に制御できるという効果を奏することができる。

【0071】更に、上記実施例によれば、ベクトル制御における電圧制御部の電圧指令演算の簡素化を図ることができるので、演算に要す時間の短縮で、マイコンの負担が軽減でき、低処理速度の低コストマイコンが適用できるという効果がある。また制御特性を劣化することなく演算式の近似化を図ったことで、電動機定数の設定に伴う煩雑さが解消できベクトル制御の適用範囲を広げるという効果がある。

【0072】図1～図13に言及して説明した本発明の制御方法は速度検出器を用いた制御システムにも適用できる。図14は本発明の方法を速度検出器を用いる電圧制御形ベクトル制御インバータに適用した場合の回路構成のブロック図である。

【0073】図14において、電力変換器であるパルス幅変調方式インバータ(PWMINV)1は3相出力電圧指令信号 $V^*_{u1} - V^*_{w1}$ に基づいて誘導電動機(IM)2に交流電圧を供給する。実回転速度 $\omega_r$ はIMに直結された速度検出器93より検出される。速度調節器(ASR)40において速度指令値 $\omega^*_{r1}$ と実回転速度 $\omega_r$ が突き合わされ、トルク電流指令 $I^*_{1q}$ が出力される。すべり周波数推定値 $\omega_s$ がすべり演算器50により $I^*_{1q}$ に応じて演算され、推定値 $\omega_s$ と速度検出値 $\omega_r$ の和より一次周波数 $\omega^*_{1a}$ を制御する。この $\omega^*_{1a}$ に基づいて積分器3は位相基準信号 $\theta^*$ を出力する。6は電圧指令演算部で数6、数8、数9、数11に従い変数 $\omega^*_{1a}$ 、 $I^*_{1q}$ に応じて相電圧の振幅値及び内部相差角の指令値 $V^*_{1a}$ 、 $\delta^*$ を演算する。ここで101～103は $\sin$ 、 $\cos$ 及び変数 $x$ の逆数でテーブル化した $\tan^{-1}(1/x)$ の関数器、104は乗算器、105～109は係数器である。係数器の係数は制御対象の電動機の定数に基づいて設定するが、ここで $\phi_1$ はインバータの出力電圧/周波数( $v/f$ )の比で決まる値である。また、励磁電流 $I_{1d}$ の変動はないもの

17

として、その指令値  $I^*_{1d}$  はあらかじめ105, 108, 109の係数器に設定する。

【0074】3相出力電圧指令演算器7は  $\theta^*$  と  $\delta^*$  を加算した  $\theta^* + \delta^*$  及び  $V^*_{1a}$  より3相出力電圧指令信号\*

$$\left. \begin{aligned} V^*_{1u} &= V^*_{1a} \sin(\theta^* + \delta^*) \\ V^*_{1v} &= V^*_{1a} \sin\left(\theta^* + \delta^* - \frac{2}{3}\pi\right) \\ V^*_{1w} &= V^*_{1a} \sin\left(\theta^* + \delta^* + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \right\} \dots (\text{数} 14)$$

【0076】図14に示した電圧制御方式におけるトルク制御特性は図6と類似である。

【0077】図15は本発明の応用例を示す。同図は本発明を同期電動機20の制御に用いた場合で、21は位置検出器、22は回転速度演算器で位置検出信号  $\theta$  を微分することで、回転速度  $\omega_r$  を検出する。6Aは電圧指令の振幅値  $V^*_{1a}$  の演算器で上述した数4あるいは数11に従って演算する。6Bは内部相差角  $\delta^*$  の演算器で上述した数3あるいは数6に従って演算する。なお、上式における漏れインダクタンスに相当する定数は同期電動機の同期インダクタンスに変更して与え演算する必要がある。

【0078】本実施例によっても同期電動機のベクトル制御が可能であり、前記図1の実施例と同様の効果が得られる。

【0079】電動機定数の変動、特に、電動機の温度変化等に起因する一次抵抗の変動によってその制御性は劣化する。特に、低周波数運転においては、電動機の誘導起電力に対して、一次抵抗降下の割合が増大し、制御特性への影響が大きい。

【0080】従って、電動機特性の変動による影響を補償してやれば、広い速度範囲にわたり、速度及びトルクの更に高精度な制御が可能となる。具体的には、電動機電流のd軸成分(励磁電流成分)を検出し、その基準値からの変動に基づいて、電動機の一次抵抗降下及び漏れリアクタンス降下を同定し、これにより周波数変換装置の出力電圧の大きさと位相を修正すれば良い。

【0081】すなわち、電動機の一次抵抗降下及び漏れリアクタンス降下の同定信号に基づいて、電動機を駆動制御する周波数変換装置の出力電圧を修正することにより、電動機の一次抵抗及び漏れインダクタンスの変動の影響を補償することが可能となり、制御精度の劣化のない高精度の電動機制御を行うことが可能となる。

【0082】以下、本発明によるこの誘導電動機20の速度制御方法の実施例を図面により詳細に説明する。

【0083】図16は本発明の上記同定schemeが付加された一実施例の構成を示すブロック図、図17は図16における同定器の構成を示すブロック図である。

【0084】図16において、電圧形PWM制御インバータ1は、誘導電動機2を駆動制御し、電圧指令  $V^*_{1u}$ ,

18

$V^*_{1v}$ ,  $V^*_{1w}$  を次式に従い演算し、この信号に基づいてPWMインバータ1の出力電圧を制御する。

【0075】

【数14】

20

30

40

50

$V^*_{1v}$ ,  $V^*_{1w}$  に比例して、その出力電圧の基本波成分の瞬時値が制御される。位相角演算器(積分器)3は、周波数指令  $\omega^{**}_1$  を積分し回転磁界座標の位相角度  $\theta^*$  を演算出力し、座標変換器(電流検出器)4'は、電動機電流  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$  を前記位相角度  $\theta^*$  を用いて、回転磁界座標量のd軸成分である励磁電流成分  $i_{1d}$  とq軸成分である電流成分  $i_{1q}$  とに変換する。すべり演算器50は、前述のトルク電流成分  $i_{1q}$  から電動機のすべり周波数  $\omega_s$  を推定する演算を行い、減算器206は、周波数指令  $\omega^{**}_1$  と推定された電動機のすべり周波数  $\omega_s$  とから、電動機の回転速度の推定値  $\omega_r$  を求める。速度調節器(ASR)207は、速度指令  $\omega^*_r$  と前記回転速度の推定値  $\omega_r$  の偏差を増幅し、q軸電流指令すなわちトルク電流指令  $i^*_{1q}$  を演算出力し、電流調整器(ACR)208は、この電流指令  $i^*_{1q}$  と、トルク電流成分  $i_{1q}$  との偏差を増幅し、周波数指令  $\omega^*_1$  を出力する。微分器219は、トルク電流成分  $i_{1q}$  を微分し、その出力を周波数指令  $\omega^*_1$  に減算することにより、過渡時における電動機磁束の変動を防止する。係数器210~212は、電動機2の抵抗とインダクタンス値を設定するものであり、係数器210, 212からは一次抵抗降下(基準値)に比例した量が、また、係数器211からは漏れリアクタンス降下(基準値)に比例した量が出力される。また、乗算器213は、係数器211の出力に周波数指令  $\omega^*_1$  を乗算した値を出力し、乗算器214は誘導起電力指令値を出力する。同定器215は、一次抵抗降下及び漏れリアクタンス降下の変動分を同定する。加算器216は、係数器210, 乗算器213及び同定器215の出力信号を加算して、d軸電圧指令  $V^*_{1d}$  を演算出力し、加算器217は、係数器212, 乗算器214及び同定器215の出力信号を加算して、q軸電圧指令  $V^*_{1q}$  を演算出力する。座標変換器(3相電圧指令演算器)7'は、前記d軸電圧指令  $V^*_{1d}$ , q軸電圧指令  $V^*_{1q}$  及び位相角度  $\theta^*$  を用いて、固定子座標量を演算し、3相電圧指令  $V^*_{1u}$ ,  $V^*_{1v}$ ,  $V^*_{1w}$  を出力する。

【0085】同定器215の構成を示す図17において、減算器151は、励磁電流の指令値  $i^*_{1d}$  と検出値  $i_{1d}$  との差を演算出力する。状態判別器152は、周波数指令  $\omega^*_1$  が所定値以下あるいはq軸電流  $i_{1q}$  が所定値以下の場合に「H」信号を出力して、スイッチ153を

「閉」に制御し、逆に、周波数指令 $\omega^*_{*1}$ が所定値以上であかつq軸電流 $i_{1q}$ が所定値以上の場合に「L」信号を出して、スイッチ154を「閉」に制御する。積分器155は、スイッチ153が「閉」のときに、減算器151の出力を積分し、一次抵抗の変動分 $\Delta r_1$ に相当する信号を演算出力し、スイッチ153が「開」のときには、スイッチ153が「閉」の間に演算した信号 $\Delta r_1$ を保持する。積分器156は、スイッチ154が「閉」のときに、減算器151の出力の極性反転信号を積分し、電動機1の巻線の漏れインダクタンスの変動分 $\Delta(l_1+l_2')$ に相当する信号を演算出力し、スイッチ154が「開」のときには、スイッチ154が「閉」の間に演算した信号を保持する。乗算器157、158は、一次抵抗の変動分 $\Delta r_1$ と励磁電流成分 $i_{1d}$ あるいはトルク電流成分 $i_{1q}$ とを乗算し、d軸及びq軸の抵抗降下の変動分を演算する。また、乗算器160、161は、\*

$$\left. \begin{aligned} V^*_{1d} &= r^*_{*1} i^*_{1d} - \omega^*_{*1} (l^*_{*1} + l^*_{*2}) i^*_{1q} + \Delta V_d \\ V^*_{1q} &= r^*_{*1} i^*_{1q} + \omega^*_{*1} \phi_{1d} + \Delta V_q \\ &= r^*_{*1} i^*_{1q} - \omega^*_{*1} (l^*_{*1} + l^*_{*2}') i^*_{1d} \\ &\quad + \omega^*_{*1} (M^* / L^*_{*2}) \phi_{2d} + \Delta V_q \end{aligned} \right\} \dots (\text{数} 15)$$

【0088】数15において、 $r^*_{*1} i_{11}$ 、 $\omega^*_{*1} (l^*_{*1} + l^*_{*2}') i_{11}$ は一次抵抗降下及び漏れリアクタンス降下の推定値、 $\omega^*_{*1} \phi_{1d}$ は誘導起電力の指令値、 $\Delta V_d$ 、 $\Delta V_q$ は、同定器215の出力値であり、係数器210～212の設定値が電動機1の電気定数に一致し、また、 $\phi^*_{1d} = (M + l_1) i^*_{1d}$ の関係に $\phi^*_{1d}$ 及び $i^*_{1d}$ が設定されていれば、その出力値 $\Delta V_d$ 、 $\Delta V_q$ は、定常時において零となる。

$$V^*_{*u} = -V^*_{1a} \sin(\theta^* + \delta)$$

$$\text{但し、} V^*_{1a} = \sqrt{(V^*_{1d})^2 + (V^*_{1q})^2}$$

$$\delta = -\tan^{-1} (V^*_{1d} / V^*_{1q})$$

【0091】電圧形PWMインバータ1においては、正弦波の電圧指令 $V^*_{*u}$ 、 $V^*_{*v}$ 、 $V^*_{*w}$ と搬送波信号とを比較して得られるパルス幅変調信号に従い、各相の出力電圧が制御されるので、その基本波成分瞬時値は、これらの電圧指令に比例して制御される。その結果、インバータ1の出力電圧ベクトルは、d軸及びq軸の出力電圧指令値 $V^*_{1d}$ 、 $V^*_{1q}$ 及び位相角度 $\theta^*$ に応じて制御されることになる。このとき、係数器210～212等を用いて推定された漏れインピーダンス降下が、実際値と一致していれば、誘導電動機2の誘導起電力の大きさは、この指令値( $=\omega^*_{*1} \phi^*_{1d}$ )に一致する。この条件において、位相角演算器(積分器)3から出力される位相角度 $\theta^*$ は、電動機磁束ベクトルの固定子U相軸からの回転角 $\theta$

\*積分器156の出力である漏れインダクタンスの変動分に乗算器159により周波数指令 $\omega^*_{*1}$ を乗算した信号である $\Delta(l_1+l_2') \omega^*_{*1}$ と、励磁電流成分 $i_{1d}$ あるいはトルク電流成分 $i_{1q}$ とを乗算し、d軸及びq軸のリアクタンス降下の変動分を演算する。加算器162、163は、前述の抵抗降下の変動分及びリアクタンス降下の変動分を加算し、漏れインピーダンス降下の変動分の同定信号を出力する。

【0086】前述したように構成された本発明の図16、図17の実施例の動作を次に説明する。座標変換器7'に対するインバータ出力電圧指令値 $V^*_{1d}$ 、 $V^*_{1q}$ は、前述した制御構成により次式に従って演算される。

【0087】

【数15】

※【0089】前述のようにして演算された出力電圧指令値 $V^*_{1d}$ 、 $V^*_{1q}$ は、座標変換器7'において、3相電圧指令 $V^*_{*u}$ 、 $V^*_{*v}$ 、 $V^*_{*w}$ に変換される。この3相電圧指令は、120度ずつ位相が異なるのであるから、代表してU相指令 $V^*_{*u}$ についていえば次に示す数16により算出することができる。

【0090】

※30 【数16】

... (数16)

を表わすものとなる。このとき、座標変換器4'において、電動機電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ から数2に従い演算検出されるd軸電流成分 $i_{1d}$ 、q軸電流成分 $i_{1q}$ は、夫々、誘導電動機2の励磁電流及びトルク電流と比例する。

【0092】前述したように、q軸電流成分 $i_{1q}$ は、電動機トルク電流に比例するので、すべり演算器50は、この $i_{1q}$ に基づいて電動機のすべり周波数 $\omega_s$ を推定することができ、さらに、減算器206において、インバータ周波数指令 $\omega^*_{*1}$ から前記推定されたすべり周波数 $\omega_s$ を減算することにより、電動機の回転速度を推定値 $\omega_r$ として推定することができる。速度調節器207は、速度指令値 $\omega^*_{*r}$ と推定値 $\omega_r$ の速度偏差値( $\omega^*_{*r} - \omega_r$ )に応じて電流指令 $i^*_{1q}$ を出力し、さらに、電流調

節器208は、この電流指令 $i^*_{1q}$ とq軸電流成分 $i_{1q}$ との電流偏差 $(i^*_{1q} - i_{1q})$ に応じて周波数指令 $\omega^*_{11}$ を出力する。誘導電動機2のすべり周波数は、この周波数指令 $\omega^*_{11}$ の変化に応じて制御されることになり、座標変換器4'の出力であるq軸すなわちトルク電流成分 $i_{1q}$ は、前述の電流指令 $i^*_{1q}$ に一致するように制御される。誘導電動機のトルクは、トルク電流成分 $i_{1q}$ に比例するため、前述のような制御により、トルクが速度偏差に応じて制御できることとなり、回転速度が、速度指令値に一致するように制御できることになる。

【0093】前述した動作が、本発明の図16に示す実施例の基本動作であるが、次に、電動機定数が変動した場合の動作を説明する。

【0094】係数器210～212に設定される値が、電動機内部の温度変動等によって、電動機定数の実際値と一致しなくなった場合、これに基づいて演算される電動機の一次抵抗降下及び漏れインダクタンス降下の推定値は、実際値と一致しなくなる。この結果、誘導起電力\*

$$\left. \begin{aligned} V_{1d} &= r_1 i_{1d} - \omega_1 (l_1 + l_2') i_{1q} \\ V_{1q} &= r_1 i_{1q} + \omega_1 \phi_{1d} \\ &= r_1 i_{1q} + \omega_1 (l_1 + l_2') i_{1d} \\ &\quad + \omega_1 (M/L_2) \phi_{2d} \end{aligned} \right\} \quad \dots (数17)$$

【0098】但し、 $\phi_{1d} = (M + l_1) i_{1d}$  である。

【0099】インバータ1の出力電圧は、インバータ1の出力電圧の飽和非線形歪を無視すれば、電動機電圧に一致することになり、電動機定数の変動によるd軸

(励磁電流成分) 電圧の変動分 $\Delta V_d$ 及びq軸(二次電\*

$$\left. \begin{aligned} \Delta V_d &= \Delta r_1 i_{1d} - \Delta(l_1 + l_2') \omega_1 i_{1q} \\ \Delta V_q &= \Delta r_1 i_{1q} + \Delta(l_1 + l_2') \omega_1 i_{1d} \end{aligned} \right\} \quad \dots (数18)$$

【0101】但し、 $\Delta r_1 = r_1 - r^*_{11}$

$\Delta(l_1 + l_2') = (l_1 + l_2') - (l^*_{11} + l^*_{22}')$  である。

【0102】すなわち、 $r_1$ 及び $l_1 + l_2'$ の基準値からの変動 $\Delta r_1$ 、 $\Delta(l_1 + l_2')$ に関して、電圧指令 $V^*_{1d}$ 、 $V^*_{1q}$ に対して、 $\Delta V_d$ 、 $\Delta V_q$ の補償が必要である。そこで、図16に示す本発明の実施例は、同定器215を備え、この同定器215を用いて前述の変動分 $\Delta V_d$ 、 $\Delta V_q$ を同定し、その結果を電圧指令 $V^*_{1d}$ 、 $V^*_{1q}$ に与えて補償を行っている。この同定器215の動作を次に説明する。前述の変動分 $\Delta V_d$ を補償しない場合、座標変換器4'の出力 $i_{1d}$ が基準値から変動するため、逆にその変動から $\Delta V_d$ を推定することが可能である。しかし、数18に示すように、その変動分には、 $\Delta r_1$ と $\Delta(l_1 + l_2')$ の影響が混在しており、また、夫々で、 $\Delta V_d$ と $\Delta V_q$ に関係する極性が異なっているため、抵抗降下とリアクタンス降下とは、分離して同定する必

\*の実際値は、その指令値に一致しなくなる。このとき、電動機磁束が基準値から変動し、 $\omega_s / i_{1q}$ のゲインが変動するため、すべり演算器50により推定されるすべり周波数 $\omega_s$ に誤差を生じ、その結果、回転速度の推定値 $\omega_r$ にも誤差を生じて、誘導電動機2の速度精度が劣化する。また、磁束変動によりトルク/ $i_{1q}$ の値も変動して低下する。この傾向は、特に、運転周波数が低く、一次抵抗降下の影響が大きくなる場合に顕著となる。

【0095】図16に示す本発明の実施例においては、前述のような影響を、次に説明するようにして防止することができる。

【0096】すなわち、インバータ1の出力電圧は、前述した数15に従って制御されるが、一方において、電動機電圧は、定常時においては次に示す数17で示すことができる。

【0097】

【数17】

※流成分) 電圧の変動分 $\Delta V_q$ は、次に示す数18により表わされる。

【0100】

【数18】

要がある。

【0103】ところで、数18から理解できるように、 $\omega_1$ あるいは $i_{1q}$ が小さい場合には、 $\Delta(l_1 + l_2')$ の影響は小さく $\Delta r_1$ が支配的である。従って、このような条件においては、 $i_{1d}$ の変動は、 $\Delta r_1$ より生じるとみなすことができる。また、逆に、 $\omega_1$ が大きくかつ $i_{1q}$ が大きい場合には、 $\Delta(l_1 + l_2')$ の影響が支配的であり、このような条件においては、 $i_{1d}$ の変動は、 $\Delta(l_1 + l_2')$ により生じるとみなすことができる。

【0104】そこで、同定器215には、前述の条件を判別する状態判別器152が設けられている。該状態判別器152は、前者の条件において、スイッチ153を閉じ、同定器215は、これにより、積分器155の出力と、励磁電流成分 $i_{1d}$ 、トルク電流成分 $i_{1q}$ を乗算して得られた抵抗降下の同定信号を用いて、d軸電圧指令 $V^*_{1d}$ 、q軸電圧指令 $V^*_{1q}$ を修正し、夫々の電圧の変動分 $\Delta V_d$ 、 $\Delta V_q$ を補償する。このとき、積分器15

5の出力は、一次抵抗の変動分 $\Delta r_1$ に相当するものとなっている。次に、後者の条件において、同定器215は、スイッチ154が状態判別器152により閉じられ、積分器156の出力に $\omega^*i_1$ を乗算し、さらに、 $i_{1d}$ 、 $i_{1q}$ を乗算して得られたリアクタンス降下の同定信号を用いて、 $\Delta V_d$ 、 $\Delta V_q$ を補償する。このとき、積分器156の出力は、リアクタンスの変動分 $\Delta(l_1+l_2')$ に相当するものとなっている。前述において、スイッチ153が「開」の場合、積分器155の出力は、スイッチ153が「開」となる直前の値を保持しており、スイッチ154が「開」の場合、積分器156の出力は、スイッチ154が「開」となる直前の値を保持している。

【0105】前述した本発明の実施例は、前述の条件が交互に変化する間に、一次抵抗及びリアクタンスの変動分 $\Delta r_1$ 、 $\Delta(l_1+l_2')$ を正しく同定することができ、これにより、d軸電圧の変動分 $\Delta V_d$ 、q軸電圧の変動分 $\Delta V_q$ の補償を高精度に行うことが可能となり、誘導電動機2の誘導起電力(磁束)の変動等の不都合なく、誘導電動機2を精密に速度制御することができる。

【0106】図18は本発明の別の実施例の構成を示すブロック図、図19は同定器の構成を示すブロック図である。図18、図19において、5'は周波数制御部、21はすべり演算器、22は微分器、6'は電圧指令演算部、25、30、36は係数器、27、31、34、37は乗算器、28は係数器、29、33、35は関数器であり、他の符号は図16、図17の場合と同一である。

【0107】図18に示す実施例において、周波数制御部5'は、速度指令 $\omega^*r$ と、すべり演算器21の出力と、トルク電流成分 $i_{1q}$ の安定制御のための微分器22\*

$$\Delta r_2 = \Delta r_1 \cdot r^*2 / r^*1$$

前式において、 $r^*1$ 、 $r^*2$ は、一次、二次抵抗の基準値である。前記 $\Delta r_2$ を用いて前述の実施例におけるすべり演算器のゲイン( $r_2$ に比例)を修正することにより、二次抵抗変化によるすべり周波数の推定誤差及び速度制御誤差の発生を防止できる。

【0112】また、同定器の出力である一次抵抗の変動分が所定値以上となった場合に、誘導電動機の過熱、断線等の異常が生じたと判定することができ、これにより誘導電動機の保護を行うようにすることができる。

【0113】図20に本発明の他の実施例を示す。1~4'は前記実施例と同一物である。周波数制御部5''

\*の出力とを加算器23により加算し、周波数指令 $\omega^*i_1$ を出力する。電圧指令演算部6'は、前記周波数制御部5'からの周波数指令 $\omega^*i_1$ 及びトルク電流成分 $i_{1q}$ 等に基づいて、インバータ出力電圧、すなわち電動機電圧の絶対値指令 $V^*i_1$ 及び電動機内部相差角指令 $\delta^*$ を演算出力する。

【0108】なお、図18において、同定器の記載が省略されているが、図16と同様に、図18に示す実施例も同定器が備えられており、その出力が乗算器27、31、37及び係数器28に印加されている。この実施例に用いる同定器は、 $r_1$ 及び $(l_1+l_2')$ を同定できればよく、抵抗降下やリアクタンス降下を演算する必要がないので、図17における乗算器156~161が不要となり、図19に示すように構成することができる。

【0109】図18の実施例の動作は、本発明に関係する電圧指令演算部についてみれば、図16で示した実施例と同様である。すなわち、この電圧指令演算部は、前記図16に示す実施例の演算形式の直交形式を極形式に変換したものであって、等価なためである。従って、この演算に用いられる定数 $r_1$ 、 $(l_1+l_2')$ を図19に示すような同定器を用いて修正すれば、この実施例においても、図16に示す実施例と同様な効果を得ることができる。

【0110】なお、誘導電動機の一次抵抗 $r_1$ と二次抵抗 $r_2$ は、一般に、一次及び二次巻線が近接して存在するため、それらの温度上昇及びそれに伴う抵抗変化は、略比例関係にある。従って、前述のようにして同定した $\Delta r_1$ を用いて、次式により $\Delta r_2$ を推定することができる。

【0111】

【数19】

... (数19)

は、速度指令 $\omega^*r$ とすべり演算器21の出力、及び電流 $i_{1q}$ の安定制御のための微分器22'の出力、さらに、過負荷時に動作し電動機の過電流を防止するための電流リミッタ80の出力を加算器23で加算し、周波数指令 $\omega^*i_1$ を出力する。電圧指令演算部6''は、 $\omega^*i_1$ 及び $i_{1q}$ などに基づいてインバータの出力電圧の絶対値指令 $V^*i_1$ 及び電動機内部相差角指令 $\delta^*$ を演算し出力する。その演算内容を表現する式を再記すると、次式となる。

【0114】

【数20】



$$V^*_{1a} = \left. \begin{aligned} & (r_1 i_{1q} - \omega^* \phi^*_{2d} + \omega^* (l_1 + l_2') i_{1d}) \cos \delta^* \\ & + (r_1 i_{1d} - \omega^* (l_1 + l_2') i_{1q}) \sin \delta^* \\ & \delta^* = \tan^{-1} \left( \frac{(r_1 i_{1d} - \omega^* (l_1 + l_2') i_{1q})}{(r_1 i_{1q} - \omega^* \phi^*_{2d} + \omega^* (l_1 + l_2') i_{1d})} \right) \end{aligned} \right\}$$

… (数20)

【0115】但し、 $r_1 = r^* + \Delta r_1$

$l_1 + l_2' = (l_1^* + l_2'^*) + \Delta(l_1 + l_2')$

係数器25は二次鎖交磁束 $\phi^*_{2d}$ と $\omega^*$ の積を出力し、加算器26において、係数器61からの出力 $r_1 i_{1q}$ と乗算器62からの出力 $\omega^* (l_1 + l_2') i_{1d}$ が加算され、 $V^*_{1a}$ の演算式における $\cos \delta^*$ の係数が求まる。一方、係数器64の出力 $r_1 i_{1d}$ と乗算器63の出力 $\omega^* (l_1 + l_2') i_{1q}$ が、減算器65で引かれ、 $V^*_{1a}$ の演算式における $\sin \delta^*$ の係数が求まる。割算器28では、加算器26の出力と減算器65の出力の割り算が行われ、その結果から関数器29は、内部相差角指令 $\delta^*$ を出力する。

【0116】次に、関数器33及び乗算器34により $V^*_{1a}$ の右辺第1項が演算され、また関数器35と乗算器66により同第2項が演算される。そして、加算器38から $V^*_{1a}$ が出力される。以上の $V^*_{1a}$ 及び $\delta^*$ を使って各相の電圧指令が座標変換器7において演算され、インバータ1の出力電圧が制御される。

【0117】ところで、一次抵抗 $r_1$ は、電動機の運転状態によって変わる電動機内部の温度の影響を大きく受け、その値は大きく、変動する。この変動によって、電動機の出力特性、例えばトルク/ $i_{1q}$ の値は非常に変化する。この傾向は、特に運転周波数が低い場合に顕著である。従って、以下の様にして、一次抵抗変動の影響を除去している。すなわち、低周波検出器70は、周波数指令 $\omega^*$ が入力され、その指令値の絶対値が、所定の値以下の時に動作信号を出力し、その値以上の時には動作信号を出力しない。スイッチ71は、動作信号が入力した時に「閉」の状態となり、減算器73からの出力( $i^*_{1d} - i_{1d}$ )を定数同定器72へ送る。定数同定器72は、入力信号に基づいて定数変動量 $\Delta r_1$ を同定するが、入力が無い場合は、値を保持し続ける。同定した値は係数器61と64に送られ、係数の値が調整される。なお、すべり演算器21の係数は、二次抵抗値に比例しており、また、電動機内部では、一次抵抗と二次抵抗はほぼ同様な変化をする。そこで、同定値は、すべり演算器21にも送られ、係数値の調整に使われる。その際、係数器75を信号が通り、そこで、一次抵抗変動量 $\Delta r_1$ は二次抵抗変動量 $\Delta r_2$ に変換される。

【0118】ところで、高速運転域では、一次抵抗変動の影響よりは、漏れリアクタンス変動の影響の方が大き

い。しかし、漏れリアクタンス変動が、運転特性に及ぼす悪影響は、高速運転域では小さくなく問題になくても実用上さしつかえない。従って、低速運転時のみ一次抵抗を修正すれば十分である。

【0119】以上説明したように、図16～図20の実施例によれば、誘導電動機の電動機定数の変動の影響を補償することができ、誘導起動力(磁束)の変動と、それに伴う速度制御精度の劣化やトルク低下を防止することができる。

【0120】図21の実施例は制御定数の簡便な設定手段を備えた電動機の制御システムである。同図の制御システムにおいてはベクトル制御の電圧指令演算部において、電圧指令信号および位相指令信号演算する際、制御特性に影響を及ぼさない範囲で近似演算して、制御定数の設定項目を最少化したことについては先に述べた。これらの定数の設定に際しては、電動機容量と極数とに応じて電動機毎の電動機定数を予め制御装置に記憶しておく。そしてユーザが使用する際に電動機の銘板から上記容量と極数とを読み取りそれを制御装置に入力することにより、最適な制御定数を自動的に設定することができる。

【0121】すなわち、図21の実施例制御定数を電動機の電気定数に応じて設定するための方法において、接続候補となる種々の電動機の少なくとも電動機容量と極数とをパラメータとして各電動機の制御定数を予め制御装置内に記憶し、実際に接続される電動機の電動機容量と極数とをユーザが制御装置に入力し当該電動機に対応する制御定数を前記記憶手段から呼び出し設定するようにした。

【0122】また、制御対象の電動機は、ベクトル制御に限る必要はなく、その他の制御法も併用可能である。その際の制御方法は、ベクトル制御法と他の制御法とを切替えるステップと、ベクトル制御法を選択したときに、接続候補となる種々の電動機の少なくとも電動機の容量と極数とをパラメータとして各電動機の制御定数を予め記憶手段に記憶しておき実際に接続される電動機の電動機容量と極数とをユーザが制御装置に入力し当該モータに対応する制御定数を記憶手段から呼び出し設定する手段による設定と他の設定手段による設定と、を切替えるステップとを設ければ、電動機の使用目的に応じて、最適の制御法と制御定数設定方式とを選択できる。



【0123】例えば図22においてベクトル制御から $v/f$ 制御に切換えるには $I_{1d}$ 、 $I_{1q}$ の電流フィードバック及び $\delta$ の出力を零に設定することにより容易に達成できる。

【0124】汎用電動機を広く調査した結果、  
A. 汎用電動機の制御定数は、電動機容量と極数とによりほぼ定まる。

【0125】B. 電動機の制御定数は、電動機の製作誤差等により僅かに変動するが、それらは制御精度に大きな影響を及ぼす程ではない。

【0126】ことが判明した。

【0127】従って、電動機容量と極数とに対応した電動機定数を予め制御装置に記憶しておけば、電動機容量と極数とをパラメータとして入力するだけで制御定数を自動設定できることになる。

【0128】このようにして、電動機の種類が変わっても制御定数を簡便かつ正確に設定できる。

【0129】図21において積分器3は、一次周波数指令 $\omega^*$ を積分して電圧位相信号 $\theta^*$ を出力する。トルク電流成分検出器4は、電圧位相信号 $\theta^*$ を基準として $t^*20$

$$\omega_s = \frac{1}{T_2} \times \frac{i_{1q}}{i_{1d}} = K_s \cdot i_{1q}$$

【0132】

$T_2$  : 二次時定数、 $K_s : 1 / (T_2 \cdot I_{1d})$

次に、上記演算器の電動機定数設定について説明する。電圧指令演算器6の演算は数6、数8、数9、数11に従ってなされるが、演算時間を短縮するために、励磁電流 $I_{1d}$ には設定値 $I^*_{1d}$ を使い定数化している。従つ ※

$$\phi_1 = \phi_{10} = \frac{V_{10}}{\sqrt{3}} \times \frac{1}{2\pi f_{10}}$$

【0134】例えば、電動機定格電圧が $V_{10} = 200$  V、定格周波数が $f_{10} = 50$  Hzであれば、 $\phi_1 = 0.367$  Wb・Tとして設定する。

【0135】 $K_1$ の設定では、 $K_1 = L_\sigma / (L_1 + L_2)$ で演算できるが、電動機の出力容量が異なっても、漏れインダクタンス対一次インダクタンスの比 $K_1$ が5~15%の範囲にあり、また、その範囲であれば制御特性への影響は殆ど問題とならない。そこで、すでに述べたように、例えば、 $K_1 = 0.1$ として初期設定する。

【0136】一次抵抗 $r_1$  および励磁電流 $I_{1d}$ の設定では、 $r_1$  および $I_{1d}$ が電動機容量および極数により異なるため、電動機設定器88により設定する。

【0137】一方、すべり周波数演算器50における定数設定には、数21から明らかなように、二次時定数 $T_2$ と励磁電流 $I_{1d}$ とを要し、これらの定数も電動機に応じて異なるから、電動機定数設定器88により設定する。

【0138】以上の考察により、電動機の機種に応じて

\*ルク電流成分 $i_{1q}$ を検出する。すべり周波数演算器50は、トルク電流成分 $i_{1q}$ にすべり係数 $K_s$ を乗じ、すべり周波数推定値 $\omega_s$ を出力する。電圧指令演算器6は推定値 $\omega_s$ に応じて演算される一次周波数指令 $\omega^*_{s1}$ 、トルク電流成分 $i_{1q}$ 、および電動機定数設定器88からの電動機定数に基づいて、電圧ベクトルの大きさ $V^*_{s1}$ と内部相差角 $\delta^*$ （一次電圧と誘導起電力との位相差）を演算する。3相電圧指令演算器7は、電圧ベクトルの大きさ $V^*_{s1}$ と内部相差角 $\delta^*$ と電圧位相信号 $\theta^*$ とに基づいて、3相出力電圧指令信号 $V^*_{u1}$ 、 $V^*_{v1}$ 、 $V^*_{w1}$ を演算する。一方、電動機定数設定器88は、ユーザが電動機2の容量 $P_2$ および極数 $P$ を図示しない入力手段により入力すると、その電動機に応じた種々の定数をすべり周波数演算器50および電圧指令演算器6に出力し設定する。

【0130】次に、各演算器の演算を説明する。すべり周波数演算器50では、すべり周波数 $\omega_s$ を次式により演算する。

【0131】

【数21】

… (数21)

※て、設定に必要な定数は、 $I^*_{1d}$ 、 $K_1 [= L_\sigma / (L_1 + L_2)]$ 、 $r_1$ 、 $\phi_1$ である。まず、一次磁束鎖交数 $\phi_1$ の設定については、誘導電動機の定格一次端子電圧 $V_{10}$ と定格一次周波数 $f_{10}$ から次式で設定される。

【0133】

【数22】

… (数22)

設定すべき定数は、 $r_1$ 、 $I_{1d}$ 、 $T_2$ の3種類のみで良いことが分かった。これらの定数は電動機の機種により変化するが、電動機の出力容量 $P_2$ と極数 $P$ とが定めれば、メーカーを問わず、定数の変動範囲は $\pm 20 \sim 30\%$ 以内にあることが、調査の結果判明した。また、この程度の変動があっても本発明の実施例で示したベクトル制御方式では、制御精度への影響が小さい。従って、電動機定数設定器88には、電動機出力容量 $P_2$ と極数 $P$ とに対応させて、定数 $r_1$ 、 $I_{1d}$ 、 $T_2$ を予め記憶しておき、ユーザが使用する電動機の銘板から容量 $P_2$ および極数 $P$ を読み取り、電動機定数設定器88に入力したときに、この設定器88は前記設定定数 $r_1$ 、 $I_{1d}$ 、 $T_2$ を各演算器に自動設定する。

【0139】上記実施例によれば、ベクトル演算の簡略化により制御定数の設定項目が最少化され、ベクトル制御装置の制御定数が、実際に使用される電動機の銘板に記された容量と極数とを読み取り電動機定数設定器に入力するだけでよく、制御定数の設定が容易になる。

【0140】本発明の他の実施例を図22に示す。図21の実施例の演算では、励磁電流 $I_{ld}$ の値として設定値を用いたが、ここではトルク電流成分検出器4'による検出値を用いている。すなわち、 $I_{ld}$ および $I_{lq}$ は電動機一次電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ から数2により演算できる。これにより、電動機の機種に応じて設定する定数は $r_1$ および $T_2$ のみで良いことになる。

【0141】本実施例によれば、ベクトル制御定数の設定個数がさらに減少し、記憶容量の節約となり、しかも $I_{ld}$ の変動誤差による制御精度低下を防止できる。

【0142】本発明のさらに他の実施例を図23に示す。本実施例は、ベクトル制御法と他の制御法、またベクトル制御時に制御定数自動設定と手動設定を、1台の汎用制御装置で選択できるようにしたものである。

【0143】図21の実施例において、トルク電流検出器4からの信号 $I_{lq}$ を零にすることで、ベクトル制御から $V/f$ 制御（電圧/周波数一定制御）に切換えられる。次に、ベクトル制御を選択した場合、使用する電動機定数に応じた制御定数を必要とする。その制御定数設定方式としては、制御対象となる電動機が規格化された汎用機種であれば、前記電動機定数設定器88による自動設定とし、専用機種の電動機のように規格外の電動機では電動機定数の設定値または測定値に基づいて制御定数を手動設定する。

【0144】このように、制御法と電動機の制御定数の設定方式とを選択する手段を備えた本実施例では、1種類の電動機制御装置で、多種類の電動機を多様に制御できることになる。

【0145】図21、図22の実施例によれば、ベクトル演算の簡略化により、制御定数の設定個数が最少化され、それらの定数を制御対象の電動機の銘板に表記された出力容量と極数のみで容易に設定できる電動機の制御装置が得られる。

【0146】次に、図24は図1、図18、図20その他の制御システムに誘導電動機の回転速度や電流のオーバシュートの発生を抑制する手段を付加した制御システムの構成図である。

【0147】図24の制御システムにつき以下で説明する。同図の制御システムにおいては、誘導電動機一次電流のトルク成分を検出し、その検出値の不完全微分値に応じてインバータ出力周波数及び出力電圧を制御すると共に、トルク電流成分及びその不完全微分値より速度のオーバシュートを検出し、この信号に基づいて不完全微分を構成する一次遅れ要素の時定数を小さくする。即ち、誘導電動機一次電流のトルク電流成分検出値 $I_{lq}$ に応じてすべりを補償し、また、速度やトルク急変時等の過渡状態においては、 $I_{lq}$ の不完全微分値すなわち $I_{lq}$ の変化分に応じて周波数と電圧を補償制御して、すべりを適正に制御するので電流の脈動や過大を防止する。また、 $I_{lq}$ の不完全微分値の極性と $I_{lq}$ の個性を照合する

ことで力行及び回生各場合におけるオーバシュートが検出でき、その検出信号に基づいて不完全微分の時定数を小さくすると、不完全微分値による周波数及び電圧への補償量はすみやかに減衰するためオーバシュートが発生することはない。

【0148】図24中の破線で囲んだ部分は周波数制御部5'である。前記 $I_{lq}$ はすべり演算器50及び不完全微分器52に各々入力され、すべり周波数 $\omega_s$ 及び $I_{lq}$ の変化分 $\Delta\omega$ を演算する。各出力は加算器53において速度指令 $\omega^*r$ に $\omega_s$ は加算、 $\Delta\omega$ は減算され一次周波数指令 $\omega^*i$ を出力する。また、図中1点鎖線で囲む部分は速度オーバシュート検出部555で、符号判別器54、55には $I_{lq}$ 及び $I_{lq}$ の不完全微分出力値 $\Delta\omega$ が入力される。各々の符号信号は排他的論理和器56で論理演算され、その出力に基づいて不完全微分器52の時定数 $T_d$ あるいはゲイン $K_d$ を変化させる。

【0149】次に図24の制御システムの動作を説明する。トルク電流成分の検出値 $I_{lq}$ は誘導電動機のすべり周波数に比例することから、該 $I_{lq}$ に比例係数 $K_s$ を乗じることですべり周波数 $\omega_s$ は推定できる。従って、負荷や速度が急峻に変動しない定常状態では、一次周波数指令 $\omega^*i$ は速度指令 $\omega^*r$ とすべり周波数推定値 $\omega_s$ の和で制御されるため、負荷が変動しても回転速度 $\omega_r$ はその指令値 $\omega^*r$ に一致して制御される。

【0150】一方、負荷や速度が急峻に変化する過渡状態では、例えば図25に示すように速度指令 $\omega^*r$ にステップ指令が与えられた場合、すべりの増加により $I_{lq}$ が増加する。しかし、このとき $I_{lq}$ を不完全微分した変化量 $\Delta\omega$ が $\omega^*r$ より減算されるため、一次周波数指令 $\omega^*i$ の増加率は下がり、該 $\omega^*i$ に応じて制御されるインバータの出力周波数及び出力電圧増加率が下がることから、 $I_{lq}$ は急峻には増加しない。

【0151】これにより、本制御方式は速度推定値及び電流指令値を演算しないが、上記した電流ダンピング制御によつてすべりを常に適正に制御することから、ACRと同等な機能を有している。

【0152】しかし、制御の応答性を向上させようとして上記電流ダンピング制御を強くすると、すなわち不完全微分の時定数を小さく、ゲインを大きくすると急峻や速度指令や負荷の変動においては、図26に示すように $I_{lq}$ の不完全微分出力 $\Delta\omega$ によつて一次周波数指令 $\omega^*i$ が定常値以上となり、回転速度 $\omega_r$ にオーバシュートを発生させる。しかし、同図 $I_{lq}$ と $\Delta\omega$ の波形をみるとわかるように $\omega^*i$ のオーバシュート時には両波形の極性は逆極性となることに気付く、従つて両者の極性の符号より判別しオーバシュートが検出できることがわかる。そして、その検出信号に基づいて不完全微分( $K_d \cdot S / (1 + T_d \cdot S)$ )の時定数 $T_d$ あるいはゲイン $K_d$ を小さくすると、その出力値 $\Delta\omega$ は急峻に減衰し、 $\omega^*i$ への影響はなくなり、速度のオーバシュートは抑制できる。

【0153】図27、図28は不完全微分の時定数やゲインをオーバシュート検出信号に基づき変化させる具体的方法を示す。

【0154】図27の実施例は、係数器521、一次遅れ522及び減算器523からなる不完全微分構成ブロックにおいて、一次遅れ522にフィードバックする係数器524を設け、この係数 $K_F$ をオーバシュート検出信号に基づき変化させようとしたものである。ここで、定常時には $K_F$ を零とするが、オーバシュート時には $K_F$ を所定値にする。これにより不完全微分における一次遅れの時定数は $1/(1+K_F)$ 倍に減少される。なお、525は、係数器521の出力から係数器524の出力を減算し一次遅れ522の入力に入力する減算器である。

【0155】図28の実施例は、係数器521、積分器526及び減算器523からなる構成において、積分器の出力その入力にフィードバックする係数器524を設け、この係数 $K_F$ を、通常時には $K_F=1$ とし、オーバシュート時には $K_F$ を所定値( $K_F>1$ )に変更するようにしたものである。これにより不完全微分における一次遅れ時定数は $1/K_F$ 倍に減少される。

【0156】なお、上記ではオーバシュート時において不完全微分の時定数やゲインを変化させたが、図29のように不完全微分器52の出力側にスイッチ54を設け、オーバシュート検出信号に基づいて該スイッチを入切してもオーバシュートの発生は防止できる。

【0157】以上、図24、図27、図28、図29の実施例によれば、電動機一次電流のトルク電流成分 $I_{1q}$ の不完全微分値 $\Delta\omega$ により、一次周波数指令 $\omega^*1$ を制御し、すべりを適正に制御することから、急峻な速度や負荷変動に対しても電流の脈動や過大が防止できる効果があり、また速度検出器を用いることなく上記 $I_{1q}$ 及び $\Delta\omega$ に基づいて速度のオーバシュートが検出でき、その検出信号に基づいて一次周波数 $\omega^*1$ を制御することでオーバシュートが抑制できるため、回転速度や電流を高安定かつ高精度に制御できるという効果がある。

【0158】なお、上述の制御システムでは $I_{1q}$ の変化量 $\Delta\omega$ を不完全微分より求める構成としたが、微分で構成しても同様な効果は得られることはもちろんである。

【0159】また、上記の制御システムにおいて、回生は行わず電動運転のみ行う場合では上記 $I_{1q}$ の符号判別器は不要で、 $\Delta\omega$ の符号判別器のみでオーバシュート検出は可能である。

【0160】上述してきた本発明の誘導電動機の制御方法では、電圧制御により一次電圧を操作して電動機をベクトル制御する。この方法は、一次電流が変動しても磁束が変動しないような関係にある一次電圧の指令値を、速度指令信号 $\omega^*r$ とトルク電流成分検出値 $I_{1q}$ 及び電動機の電気定数に基づいて演算し、これに従い出力電圧を制御するものである。

【0161】この制御方法においては、電流（トルク）が急峻に変化しない定数状態では指令値に従って安定に回転速度は制御されるので何等の問題もない。しかし、過渡時においては、電動機のインダクタンスと一次電流との影響を受けて磁束が変化するため、電動機の発生トルクが変化し、速度制御が不安定になる可能性がある。

【0162】この対策として、電動機一次電流を検出し、その励磁電流成分 $I_{1d}$ が励磁電流指令値 $I^*1d$ と一致するように電圧を制御する方法が考えられる。しかし、このようなフィードバックループを設けると、ループゲインの設定やオフセットを生じない電流調節器が必要で、さらにその定数設定が必要なため、制御構成及び制御設計が複雑になるといった問題が生じる。

【0163】図30の制御システムは、上記したような電流調節器を用いることなく過渡時の磁束変動を抑制し、もって高精度・高応答に誘導電動機を制御するシステムを示す。

【0164】図30の制御システムに適用した制御方法のポイントは、誘導電動機に給電される電流の変化量を検出し、この変化量に応じて周波数変換器の出力電圧の位相を補正するようにしたところにある。

【0165】ここで、上記給電電流とは、その一次電流又はトルク成分電流に比例した電流であり、その変化量は、指令値又は実測値のいずれから求めても良い。

【0166】以下で図30に適用した制御方法の原理につき図面を参照して説明する。

【0167】磁束変動、特にその $q$ 軸成分 $\phi_{2q}$ 、トルク電流成分 $I_{1q}$ の変化量に比例することが解った。また、このトルク電流成分 $I_{1q}$ の変化量は、励磁電流成分 $I_{1d}$ が一定であれば、一次電流 $I_1$ の変化量に比例する。

【0168】従って、上記トルク電流成分 $I_{1q}$ 又は一次電流 $I_{1d}$ 等の電動機給電電流の変化量に応じて周波数変換器の出力電圧位相を補正すれば、 $q$ 軸成分の磁束 $\phi_{2q}$ の発生を抑制することができる。このため、急峻な電流（トルク）変化時においても磁束変動を抑制することができ、磁束を指令値通りに保持することができるので、高精度及び高応答の速度制御が実現できる。

【0169】図32は、図31に示す誘導電動機の等価回路に基づく電圧と電流及び磁束のベクトル図で、 $d-q$ 軸は同期角周波数 $\omega_1$ で回転する直交座標である。ここで電圧ベクトル $V_1$ は誘導起電力 $E_1'$ と電動機内部インピーダンス降下 $(r_1 I_1 + \omega_1 \cdot L \sigma I_1)$ の和で与えられ、 $V_1$ と $E_1'$ の間には内部インピーダンス降下に応じた内部相差角 $\delta$ を有する。ここで $E_1'$ のベクトルの方向を $q$ 軸に一致させると、一次電圧 $V_1$ の大きさ $V_{1a}$ 及び内部相差角 $\delta$ は、電動機一次電流 $I_1$ の成分 $I_{1d}$ 、 $I_{1q}$ 及び電動機定数に基づき前述数3、数4で示される。

【0170】ここで $E_1'$ 、 $I_{1d}$ 、 $I_{1q}$ の指令値あるいは実際値及び電動機定数に基づいて $V_{1a}$ 、 $\delta$ の指令値 $V$

\*16,  $\delta^*$ を演算し、それを制御すれば結果として $E_i'$ は電流に無関係に一定、すなわち磁束 $\phi_{2d}$ は一定に制御できる。しかし、電流（トルク）が急峻に変化する過渡時においては漏れインダクタンス $L_\sigma$ により一次電流に遅れが生じるため、制御上で用いた $d-q$ 軸座標に対して、実際の座標軸 $m-t$ 軸は漏れ磁束（ $q$ 軸磁束 $\Delta\phi_{2q}$ ）に相当した角度分だけずれる。そこで図30のシ\*

$$P \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{\phi}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(r_1 + r_2') - j\omega_1 L_\sigma & \frac{r_2'}{M} - j\omega_r \frac{M}{L_2} \\ \frac{M}{T_2} & -\frac{1}{T_2} - j\omega_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{\phi}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots (数23)$$

【0173】ここで、 $P$ ：微分演算子、 $r_2'$ ：一次換算二次抵抗、 $M$ ：相互インダクタンス、 $L_2$ ：二次インダクタンス、 $T_2$ ：二次時定数（ $L_2/r_2$ ）、 $\omega_r$ ：回転子角周波数、 $\omega_s$ ：すべり角周波数、また、変数（ベクトル値） $I_1$ 、 $\phi_2$ 、 $V_1$ を直交 $d-q$ 軸座標系で表わすと次式である。

※トルク値） $I_1$ 、 $\phi_2$ 、 $V_1$ を直交 $d-q$ 軸座標系で表わすと次式である。

【0174】

【数24】

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= I_{1d} + j I_{1q}, \quad \dot{\phi}_2 = M \dot{I}_1 + L_2 \dot{I}_2 \\ \dot{\phi}_2 &= \phi_{2d} + j \phi_{2q} \\ \dot{V}_1 &= V_{1d} + j V_{1q} \end{aligned} \right\} \quad \dots (数24)$$

【0175】インバータにより、電動機一次電圧の各 $d-q$ 軸成分 $V_{1d}$ 、 $V_{1q}$ が、指令値に比例して制御されることを仮定すると、 $V_{1d}$ 、 $V_{1q}$ は

★【0176】

【数25】

$$\left. \begin{aligned} V_{1d} &= r_1 \cdot I_{1d} - \omega_1 \cdot L_\sigma \cdot I_{1q} \\ V_{1q} &= \omega_1 (M/L_2) \phi_{2d} + \omega_1 L_\sigma \cdot I_{1d} + r_1 \cdot I_{1q} \end{aligned} \right\} \quad \dots (数25)$$

【0177】であるから、数25を数23に代入し、さらに磁束 $\phi_{2d}$ が一定に制御されると仮定すると、 $q$ 軸成分についての状態方程式は次式となる。

☆【0178】

【数26】

$$P \begin{bmatrix} \dot{I}_{1q} \\ \dot{\phi}_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_2' & r_2' / M \\ M / T_2 & -1 / T_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1q} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (M/L_2) \phi_{2d} \omega_s \\ -\phi_{2d} \omega_s \end{bmatrix} \quad \dots (数26)$$

【0179】これより、 $p \phi_{2q}$ を $I_{1q}$ を用いて示せば  
【0180】

【数27】

$$p \phi_{2q} = -\frac{L_2}{M} \cdot L \sigma \cdot p I_{1q}$$

36

… (数27)

【0181】となり、 $\phi_{2q}$ は $I_{1q}$ の漏れインダクタンス  
 降下相当分だけ変動する。そして、 $\phi_{2q}$ の変動量 $\Delta \phi_{2q}$   
 をd-q軸差標上における座標軸のずれ角 $\Delta \theta$ で表わす\*

\*と、

【0182】

【数28】

$$\Delta \theta = \tan^{-1} \frac{\Delta \phi_{2q}}{\phi_{2d}} = \tan^{-1} \left( -\frac{\frac{L_2}{M} L \sigma \Delta I_{1q}}{\phi_{2d}} \right) \quad \dots (数28)$$

【0183】となる。ここで $\Delta \phi_{2q} \ll \phi_{2d}$ であるから数  
 28は

※【0184】

※【数29】

$$\Delta \theta \cong -\frac{\frac{L_2}{M} \cdot L \sigma}{\phi_{2d}} \cdot \Delta I_{1q} = -K_e \cdot \Delta I_{1q} \quad \dots (数29)$$

【0185】となり、 $\Delta \theta$ は $\Delta I_{1q}$ の変化量から検出で  
 きることがわかる。

【0186】次に、以上の原理に基づく本発明の制御方  
 法の一実施例を図30より説明する。積分器3により一  
 次角周波数指令 $\omega^*$ を積分して得られる位相基準信号 $\theta$   
 \*を基準として、電流検出器4により電動機一次電流の  
 q軸成分（トルク電流成分）を検出し、該 $I_{1q}$ に基づい  
 てすべり演算器50ですべり角周波数 $\omega_s$ を演算し、該  
 $\omega_s$ と速度指令 $\omega_r^*$ との加算により一次角周波数 $\omega^*$ を  
 制御する。一方、電圧指令演算器6は磁束を発生させる  
 ためのd軸成分（励磁電流）指令値 $I^*_{1d}$ と上記トルク  
 電流検出値 $I_{1q}$ 及び $\omega^*$ を入力し、前述数3、数4に基  
 づいて電圧ベクトルの大きさ $V^*_{1d}$ と内部相差角 $\delta$ （一  
 次電圧と誘導起電力との位相差）を演算する。ここで電  
 圧の位相は、上記位相基準信号 $\theta$ と内部相差角 $\delta^*$ 、及  
 び、微分器67にトルク電流検出値 $I^*_{1q}$ を入力し、前  
 述数29に基づいて演算した軸ずれ角 $\Delta \theta$ との加算より  
 求める。得られた電圧位相信号 $(\theta^* + \delta - \Delta \theta)$ 及び  
 電圧の大きさ $V^*_{1d}$ は座標変換器7により3相電圧指令  
 値 $V^*_{u1} \sim V^*_{w1}$ に変換され、該電圧指令値によりインバ  
 タ1を制御する。

【0187】上記制御により電流（トルク）の急変時に  
 おいて磁束変動 $\phi_{2q}$ が生じ実際の座標値（m-t軸）が  
 d-q軸よりずれた場合でも、微分演算器67の出力値  
 $\Delta \theta$ でもって電圧位相が修正されm-t軸にd-q軸が  
 常に一致するように制御される。

【0188】この実施例の制御特性について、図33を  
 用いて説明する。同図は、2.2KWの誘導電動機を供  
 試機とし、インバータの速度指令 $\omega_r^*$ にステップ変化を  
 与えた際の、過渡時の制御特性を示す。同図（a）は従  
 来特性、（b）は本実施例の特性である。

【0189】先ず、図33（a）では、速度指令 $\omega_r^*$ の  
 変化に対して、実際の回転速度 $\omega_r$ は追従せず、脈動す  
 る。これは、図から分るように、電圧指令 $V^*_{1d}$ 、 $\delta^*$ と

電流 $I_{1d}$ 、 $I_{1q}$ 、及び磁束 $\phi_{2d}$ 、 $\phi_{2q}$ の脈動による相乗  
 作用によるものである。最終的には発散まで至り、制御  
 困難となる。

20 【0190】これに対して本実施例では、図33（b）  
 に示すように、過渡時に微少の $\phi_{2q}$ が発生しているが、  
 この $\phi_{2q}$ の変化量に応じて電圧位相が補正されることか  
 ら、磁束 $\phi_{2d}$ は略一定に制御させることになる。この  
 時、電流 $I_{1d}$ 、 $I_{1q}$ 、及び実速度 $\omega_r$ の波形から明らか  
 なように、制御が安定に行われていることが判る。

【0191】従って、本実施例によれば、いかなる外乱  
 に対しても高速な制御応答が得られ、また、磁束が常に  
 一定に保たれることから、トルク及び速度が高精度に制  
 御できる。

30 【0192】図34は図30に適用した本発明の制御方  
 法の他の実施例を示す。図30の実施例では速度検出器  
 を用いない構成で本発明を適用したため、磁束変動を防  
 止する微分器67の入力に電流検出値を用いた。この  
 点、本実施例では、電動機2に取付けた速度検出器93  
 によって回転速度 $\omega_r$ を検出し、該 $\omega_r$ とその指令値 $\omega_r^*$   
 の偏差に応じて速度調節器（ASR）40より出力される  
 トルク電流指令値 $I^*_{1q}$ を用い、この指令値 $I^*_{1q}$ を基  
 に、微分器67により軸ずれ角 $\Delta \theta$ を演算し、電圧位相  
 を修正している。

40 【0193】本実施例によれば、電圧位相補正により磁  
 束一定制御できることに加えて、速度検出器及び速度調  
 節器により回転速度を安定に制御することができる。

【0194】図30、図34の実施例によれば、過渡的  
 な電流（トルク）変化に伴う磁束変動を抑制できるの  
 で、磁束を略一定に保持することができ、高精度及び高  
 応答な速度制御を実現することができる。

50 【0195】図35は、図1の実施例に図18、図2  
 1、図24、図30でそれぞれ示した定数同定器、定数  
 設定器、速度オーバシュート検出部、微分器を全て加え  
 た本発明による制御方法の実施例である。この実施例に

よれば、電流センサのみによる簡単なシステム構成で様々な誘導電動機の回転速度、電流を高精度に制御できるという効果が得られる。図35の説明は省略する。

【0196】なお、図35の実施例以外にも、今まで説明して来た様な構成を組み合わせることにより様々な制御システムが可能であることは言うまでもなく、又、そのような様々な制御システムも本発明のsprit から逸脱するものではない。

【0197】次に、前記した本発明の第2の目的を達成するための制御原理を説明する。

【0198】まず、誘導電動機が負荷から要求されるトルクに対し、電動機で発生する全損失が常に最小の値となる励磁電流の決め方を説明する。

【0199】一般に、誘導電動機に対しては、図3に示\*

$$I_{1dr}^2 + I_{1qr}^2 = I_{1r}^2$$

【0202】

$$I_{1d}^2 + I_{1q}^2 = I_1^2$$

【0203】

$$\phi \propto I_{1q}$$

【0204】

$$\frac{I_{1d} - I_{1q}}{I_{1dr} - I_{1qr}} = \frac{T_1}{T_r}$$

【0205】但し、前記上式において、添字rは定格運転時の値を意味し、 $I_{1r}$ は一次定格電流、 $I_{1qr}$ は一次側換算の二次定格トルク電流、 $T_r$ は定格トルク、 $I_{1d}$ は定格励磁電流である。

【0206】誘導電動機が定格トルクで運転されている※

$$\theta_r = \cos^{-1} \left( \frac{I_{1qr}}{I_{1r}} \right) = \sin^{-1} \left( \frac{I_{1dr}}{I_{1r}} \right) \quad \dots (数34)$$

【0208】また、任意の運転状態における励磁電流  $I_{1d}$  と定格励磁電流  $I_{1dr}$  との比を  $m$  とおくことにする。★

$$m = I_{1d} / I_{1dr}$$

前記数31、数33、数34、数35から  $I_{1q}$ 、

$I_{1qr}$ 、 $I_{1d}$ 、 $I_{1dr}$  を消去して、一次電流  $I_1$  に対して成立する式を算出すると、次に示す数36得ることができ

$$I_1^2 = I_{1r}^2 \left\{ \frac{\cos^2 \theta_r}{m^2} \left( \frac{T_1}{T_r} \right)^2 + m^2 \sin^2 \theta_r \right\} \quad \dots (数36)$$

【0211】いま、評価関数として、誘導電動機で発生する全損失をとることにする。

【0212】まず、電動機の巻線抵抗に発生する抵抗損としての一次抵抗損  $L_{r1}$  は、前述の数36を用いて次式

＊すように、励磁電流  $I_{1d}$  とトルク電流  $I_{1q}$  がベクトルのに直交する等価回路により表わすことができるものとし、説明を簡単化するために、誘導電動機には磁気飽和が無いと仮定し、磁束  $\Phi$  と励磁電流  $I_{1d}$  は比例するものとする。図31において、 $(l_1 + l_2)$  は漏れインダクタンス、 $M$  は励磁インダクタンス、 $r_1$  は一次抵抗、 $r_2$  は二次抵抗、 $s$  はすべりである。

【0200】この図31に示す等価回路に対し、励磁電流  $I_{1d}$ 、一次電流  $I_1$ 、一次換算トルク電流  $I_{1q}$ 、トルク  $T_1$  の間には、次の数30～数33で示す関係が成立する。

【0201】

【数30】

... (数30)

【数31】

... (数31)

【数32】

... (数32)

20 【数33】

... (数33)

※ときのトルク電流  $I_{1qr}$  と一次定格電流  $I_{1r}$  との位相角  $\theta_r$  は、次に示す数34より求めることができる。

【0207】

【数34】

★【0209】

【数35】

... (数35)

☆きる。

【0210】

【数36】

により求めることができる。

【0213】

【数37】

$$L_{r1} = r_1 l_1^2$$

$$= r_1 l_1^2 \left\{ \frac{\cos^2 \theta_r}{m^2} \left( \frac{T_1}{T_r} \right)^2 + m^2 \sin^2 \theta_r \right\} \quad \dots (数37)$$

【0214】誘導電動機の回転子銅バーで発生する二次抵抗損 $L_{r2}$ は、前述の数33、数34を用いて次式により求めることができる。

\*【0215】  
【数38】

$$L_{r2} = r_2 l_{1q}^2$$

$$= r_2 l_{1r}^2 \frac{\cos^2 \theta_r}{m^2} \left( \frac{T_1}{T_r} \right)^2 \quad \dots (数38)$$

【0216】また、電動機の固定子鉄心中で発生するヒステリシス損 $L_h$ は、前述の数34、数35を用いてほぼ次式により求めることができる。

※【0217】  
【数39】

$$L_h = K'_h \cdot \omega_1 \cdot B_m^2$$

$$= K_h \cdot \omega_1 \cdot m^2 \cdot l_{1r}^2 \cdot \sin^2 \theta_r \quad \dots (数39)$$

この数39において、 $B_m$ は電動機の空隙における磁束密度、 $K'_h$ 、 $K_h$ は固定子鉄心の重量や材質、構造等によって決まる比例係数である。

★【0219】さらに、固定子鉄心にはうず電流値 $I_e$ が発生するが、このうず電流損 $L_e$ は、数39と同様に、前述の数34、数35とを用いて次式により求めることができる。

【0218】この数39から理解できるように、ヒステリシス損 $L_h$ は、励磁電流の2乗、いいかえると $m$ の2乗に比例し、駆動制御装置の出力周波数に比例している。

【0220】  
【数40】

$$L_e = K'_e \cdot \omega_1^2 \cdot B_m^2$$

$$= K_e \cdot \omega_1^2 \cdot m^2 \cdot l_{1r}^2 \cdot \sin^2 \theta_r \quad \dots (数40)$$

この数40において、 $K'_e$ 、 $K_e$ は、ヒステリシス損と同様に、固定子鉄心の重量や材質、構造等によって決まる比例係数である。

30 ☆最小となるように励磁電流を制御すれば、誘導電動機を理想的に制御できることになる。この全損失 $L_T$ は、数37～数40をまとめて次のように表すことができる。

【0221】前述した4種の損失が、誘導電動機的全損失のうち、制御可能な主たる損失であり、これらの和が☆

【0222】  
【数41】

$$L_T = L_{r1} + L_{r2} + L_h + L_e$$

$$= l_{1r}^2 \left\{ (r_1 + r_2) \frac{\cos^2 \theta_r}{m^2} \left( \frac{T_1}{T_r} \right)^2 + (r_1 + K_h \omega_1 + K_e \omega_1^2) \cdot m^2 \sin^2 \theta_r \right\} \quad \dots (数41)$$

【0223】この全損失 $L_T$ が最小となる条件を求めるために、数41を次のように変形する。

【0224】  
【数42】

41

42

$$L_T = I_{1r}^2 \left[ \left\{ \sqrt{r_1 + r_2} \frac{\cos \theta_r}{m^2} \left( \frac{T_1}{T_r} \right) - \sqrt{r_1 + K_h \omega_1 + K_e \omega_1^2} \cdot m \cdot \sin \theta_r \right\}^2 + \sqrt{(r_1 + r_2)(r_1 + K_h \omega_1 + K_e \omega_1^2)} \left( \frac{T_1}{T_r} \right) \cdot \sin 2\theta_r \right] \quad \dots (数42)$$

【0225】この数42において、全損失 $L_T$ が最小の値となるのは、次に示す数43が成り立つ場合であり、そのときの $m$ の値を $m_0$ とすると、 $m_0$ が数43の値を満たすとき、電動機が必要とするトルク $T_1$ に対し、電動\*

\*機内で発生する全損失 $L_T$ が最小の値となる。

【0226】

【数43】

$$m_0 = \sqrt{\frac{\sqrt{(r_1 + r_2)} \left( \frac{T_1}{T_r} \right) \cdot \frac{1}{\tan \theta_r}}{\sqrt{(r_1 + K_h \omega_1 + K_e \omega_1^2)}}} \quad \dots (数43)$$

【0227】そして、全損失の最小値 $L_{T0}$ は、次式で求めることができる。

※【0228】

※【数44】

$$L_{T0} = I_{1r}^2 \sqrt{(r_1 + r_2)(r_1 + K_h \omega_1 + K_e \omega_1^2)} \left( \frac{T_1}{T_r} \right) \cdot \sin 2\theta_r \quad \dots (数44)$$

【0229】本発明は、以上説明した数式に基づいて誘導電動機の励磁電流の制御を行うものであり、これにより誘導電動機を最高効率で運転することが可能となる。

【0230】以下、本発明による誘導電動機駆動制御装置の実施例を図面により詳細に説明する。図36は本発明の実施例の構成を示すブロック図である。同図において、302は電圧型電力変換器、304は係数器、306は電流検出器、309は加算器、310は一次遅れ器、311は積分器、312は関数発生器、313は2相-3相変換器、314、316、317は比較器、315は速度調節器、318、319は演算器である。

【0231】図36に示す実施例が前述した図1や図4と大きく異なる点は、図36に示す励磁電流指令演算器308の構成であり、本発明の励磁電流指令演算器308が、インバータ出力角周波数 $\omega^*$ と、負荷トルクに対応したトルク電流値 $I_{1q}$ を取込み、これらのデータを用いて最適な励磁電流の値を決定するようにした点である。

【0232】図36において、誘導電動機2は、電圧型電力変換器302の出力可変周波電力によって制御される。回転速度検出器(PG)93は、誘導電動機2の回

30 転速度を検出し、その出力信号は、回転子角周波数を極対数である $P$ 倍する係数乗算器304に伝えられる。誘導電動機2のU相、V相、W相の各相の巻線には、各相の一次電流を検出し、一次電流に対応した電流帰還信号 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ を出力する一次電流検出器305a、305b、305cが設けられている。この一次電流検出器305a、305b、305cの出力信号は、電流検出器306に与えられる。この電流検出器306は、一次電流検出器の出力信号を誘導電動機2の同期角周波数(二次鎖交磁束ベクトルの角周波数) $\omega^*$ で回転する、  
40 互いに直交する回転座標系の2軸成分、すなわち、励磁電流成分 $I_{1d}$ と、トルク電流成分 $I_{1q}$ に変換する。このトルク電流成分 $I_{1q}$ は、すべり角周波数演算器307と励磁電流指令値演算器308等に与えられる。すべり角周波数演算器307は、励磁電流指令値演算器308から出力される励磁電流指令値 $I_{1d}^*$ とトルク電流成分 $I_{1q}$ を用いて、すべり角周波数の指令値 $P\omega^*$ を演算する。そして、このすべり角周波数指令値 $P\omega^*$ は、加算器309に送られ、そこで、前述した係数乗算器304の出力 $P\omega_r$ と加算される。この加算結果が、前述し  
50 た、誘導電動機同期角周波数 $\omega^*$ として出力される。



43

【0233】励磁電流指令値演算器308は、絶対値信号変換回路308aと、指令値演算回路308bと、最大値信号選択回路308cと、最大値保持レジスタ308dとの4つの回路により構成されている。前述の電流検出器306の出力信号であるトルク電流成分 $I_{1q}$ は、この励磁電流指令値演算器308内の絶対値信号変換回路308aに入力され、絶対値信号変換回路308a \*

$$I_{1d} = I_{1dr} \sqrt{\frac{\sqrt{(r_1 + r_2)} \cdot \frac{I_{1q}}{I_{1qr}}}{\sqrt{r_1 + K_h \omega^* + K_e \omega^{*2}} \cdot \tan \theta_r}}$$

... (数45)

【0235】として演算することにより求める。その際、指令値演算回路308bは、加算器309が出力している角周波数 $\omega^*$ を一次遅れ器310を通して取込み、励磁電流 $I_{1d}$ の演算のために用いている。

【0236】ここで、一次遅れ器310の役割について簡単に説明する。もし、この一次遅れ器310が無いとすると、次のような現象が起こり得る。すなわち、角周波数 $\omega^*$ が、何らかの原因で急に変動し、その値が大きくなった場合、前述の式で決まる励磁電流 $I_{1d}$ の値が小さくなり、この励磁電流 $I_{1d}$ をもとにして演算されるすべり角周波数 $P\omega^*$ が大きくなるので、結果として角周波数 $\omega^*$ がさらに大きくなるというポジティブな制御が行われる現象が生じる。従って、場合によっては、角周波数 $\omega^*$ が発散してしまうことになる。一次遅れ器310は、このような角周波数 $\omega^*$ の急激な変化を抑えるために有効に作用する。

【0237】指令値演算回路308bにより前述のようにして求められた最適な励磁電流 $I_{1do}$ は、最大値信号選択回路308cに送られる。最大値信号選択回路308cは、指令値演算回路308bからの入力信号 $I_{1do}$ と最大値保持レジスタ308dからの入力信号 $I_{1dr}$ との値を比較し、 $I_{1do}$ が $I_{1dr}$ より小さいときに $I_{1do}$ の値を、 $I_{1do}$ が $I_{1dr}$ より大きいときに $I_{1dr}$ の値を、励磁電流指令値 $I^*_{1d}$ として、すべり角周波数演算器307等に対して出力する。

【0238】積分器311は、前述の角周波数 $\omega^*$ を積分して、二次鎖交磁束ベクトルの位相角指令 $\theta^*$ を出力し、その出力信号を関数発生器312に送る。関数発生器312は、この位相角指令 $\theta^*$ に対応した正弦波信号 $\sin \theta^*$ 及び余弦波信号 $\cos \theta^*$ を発生し、これらの信号を電流検出器306及び2相-3相変換器313に送る。

【0239】回転速度検出器93により検出された回転子角周波数 $\omega_r$ は、比較器314にも送られ、比較器314により、回転子角周波数指令値 $\omega^*_r$ と比較される。速度調節器315は、この比較器314からの回転子角周波数の偏差を増幅し、トルク電流の指令値 $I^*_{1q}$ を演算して出力する。

44

\*は、常に正の信号であるトルク電流成分 $I_{1q}$ の絶対値 $|I_{1q}|$ を指令値演算回路308bに対して出力する。指令値演算回路308bは、前述した原理に基づいて、誘導電動機で発生する全損失が最小となるように励磁電流 $I_{1d}$ を、

【0234】

【数45】

【0240】比較器317は、このトルク電流の指令値 $I^*_{1q}$ と、電流検出器306の出力であるトルク電流成分 $I_{1q}$ とを比較してその偏差を出力する。また、比較器316は、電流検出器306の出力である励磁電流成分 $I_{1d}$ と、励磁電流指令値演算器308の出力である励磁電流指令値 $I^*_{1d}$ とを比較してその偏差を出力する。

【0241】演算器318、319は、夫々、比較器316及び317により検出された励磁電流偏差 $(I^*_{1d} - I_{1d})$ とトルク電流偏差 $(I^*_{1q} - I_{1q})$ を増幅し、誘導電動機1の励磁電流成分 $I_{1d}$ 及びトルク電流成分 $I_{1q}$ が常に所定の前記励磁電流指令値 $I^*_{1d}$ 及び前記トルク電流指令値 $I^*_{1q}$ に等しくなるように、一次電圧指令の励磁電流軸の電圧成分 $V^*_{1d}$ 及び、一次電圧指令のトルク電流軸の電圧成分 $V^*_{1q}$ を制御する。

【0242】2相-3相変換器313は、前記演算器318、319から出力される励磁電流軸の電圧成分 $V^*_{1d}$ とトルク電流軸の電圧成分 $V^*_{1q}$ を、3相の電圧指令値 $V^*_u, V^*_v, V^*_w$ に変換して、電圧型電力変換器302に与える。

【0243】誘導電動機駆動制御回路において、最適な励磁電流を決定する指令値演算回路308bで用いられる演算式では、トルクの代りにトルク電流が用いられている。本発明の実施例のように、励磁電流を変化させる場合には、誘導電動機が必要とする負荷トルクと、トルク電流とは、必ずしも比例関係にはなく、図36内に示す演算式で求めた励磁電流は、必ずしも最適値とは成らない。しかし、例えば、誘導電動機の電流値が小さく、出力トルクが小さい場合には、誘導電動機の回転数が下がり、角周波数 $\omega_r$ が小さくなるので、角周波数 $\omega^*$ も小さくなる。この角周波数 $\omega^*$ が小さくなると、電流値が大きくなり、負荷トルクに対応したトルクを出し得る値まで、速やかに、トルク電流 $I_{1q}$ も増加する。従って、トルクの代りにトルク電流 $I_{1q}$ を用いて励磁電流を算出しても実用上さしつかえない。以上説明したように、本実施例によれば、誘導電動機の必要なトルクに対し、低周波数領域から高周波数領域の全領域にわたって、電動機で発生する一次抵抗損、二次抵抗損、ヒステ

リシス損、うず電流損を合わせた全損失を最小にすることができるので、電源容量を小さくすることができ、設備のインシャルコストの低減を図ることができる他、消費エネルギーを節約できるという効果を奏する。また、電動機内部の損失が少ないので、電動機内部で発生する熱も少なく、温度上昇も抑えられるので、電動機の寿命を延ばすことができ、信頼性の向上を図ることができるという効果を奏する。

【0244】次に、インバータ回路のデッドタイム補償の発明について説明する。

【0245】前述したように、電圧指令信号に従いインバータの出力電圧が制御されるが、以下に述べる原因で出力電圧は指令値に対して制御誤差を生じる。その結果、電動機の回転速度やトルクの制御特性の劣化が起

る。【0246】一般に、図37に示すように、トランジスタTR1-TR6とフライホイール(or回生)ダイオードD1-D6の並列回路をブリッジ接続したインバータ主回路1を持つものにおいて、例えば、トランジスタTR1とTR2の上下アームの転流時に両トランジスタが同時に点弧状態になる期間が生じると、その期間短絡状態となるため、片方のトランジスタがターンオフしてからわずかに遅れてもう一方をターンオンする制御がなされる。

【0247】これらの関係を図38を使ってもう少し詳しく説明する。電流 $i_u$ が図37において矢印の方向に流れる場合に、制御電圧信号Aと三角波Bとの比較によって得られるPWM波形に従ってトランジスタTR1とTR2を交互にオン・オフするのに際し、図37のトランジスタTR1とTR2の接続点X(エックス)が負の電位から正の電位に変化するのは、トランジスタTR1の点弧遅れ時間(デッドタイム) $T_D$ だけ遅れる。逆に、電流 $i_u$ が図37において矢印と反対の方向に流れる場合には、接続点Xの電位が正から負に変化するのが、トランジスタTR2の点弧遅れ時間(デッドタイム) $T_D$ だけ遅れる。この結果、図38(d)の太い実線で示すような、希望の波形に対し斜線部の部分がなくなり(一部加わり)、(f)に示す波形となってしまう。このことは、(e)に示すような幅 $T_D$ のパルス状電圧が逆極性に加わったものと等価である。従って、インバ

ータ出力電圧は、このパルス状電圧によって低下する。

【0248】これらのパルス状電圧は、(a)に示す回\*

$$T_u = \frac{T_c}{4} - \frac{T_c}{4} \cdot \frac{V^*_u}{V_{u_{max}}}$$

【0253】ここに、 $V_{u_{max}}$ ：三角波信号の最大値  
上式で求まる $T_u$ に、関数発生器680からの信号を加算し、新しいパルス幅 $T_u'$ を次式で演算すれば、デッ\*

$$T_u' = T_u \pm T_D$$

以上により、インバータ回路のデッドタイムを補償で

\*転磁界より角度 $\theta_i$ だけ位相が進んだ電流 $i_u$ の極性と関係がある。この角度 $\theta_i$ は図39に示すd軸電流とq軸電流のなす角であるが、電流 $i_u$ が正の時はパルス状電圧が負、 $i_u$ が負の時はパルス状電圧は正である。そこで、この電流 $i_u$ の極性を見て、デッドタイム補償をする。

【0249】デッドタイムによる出力電圧低下などの影響を補償する回路構成を図40に示す。電流検出器4'では回転磁界座標の位相角 $\theta^*$ を使って電動機電流の、d軸電流成分 $I_{id}$ とq軸電流成分 $I_{iq}$ を検出する。この検出値を使って電流 $I_i$ とd軸とのなす角 $\theta_i$ を電流位相演算器600で演算する。加算器670では、この電流位相 $\theta_i$ と回転磁界の位相 $\theta^*$ とが加算され、その出力信号 $(\theta^* + \theta_i)$ は関数発生器680に送られる。関数発生器680では、角度 $(\theta^* + \theta_i)$ の余弦が計算され、 $\cos(\theta^* + \theta_i)$ が正の時には $+T_D$ を出力し、負の時には $-T_D$ を出力する。PWM波形発生器690は、関数発生器680の出力に基づいてデッドタイム補償をする。補償の状況を図41を使って簡単に説明する。

【0250】まず、補償をしない場合について見る。制御電圧信号Aと三角波信号Bが交鎖する図の $t_3$ 時点に着目する。補償しない場合には、得たい波形(b)に対しデッドタイム $T_D$ だけ時間が遅れて電圧が $t_4$ 時点で変化し、波形(c)となってしまう。デッドタイム補償をする場合、例えば、関数発生器680から $+T_D$ の信号がPWM波形発生器690に入力された時には、制御電圧信号Aと三角波信号Bが交鎖する $t_3$ 時点より時間的に $T_D$ だけ早めにパルスが立上るようにする。このようにすると、デッドタイム $T_D$ だけ進んでPWM信号が変化するので $t_3$ 時点で電圧が負から正に変わる。この結果理想的なPWM波形(b)が得られることになる。

【0251】この原理に基づいて、図40のPWM波形発生器690は次のように処理を行う。図43に示すように、マイコンのタイマーによってサンプル周期 $T_c$ ごとにPWM割込処理を行う。その処理ごとに、電圧指令例えば、 $V^*_u$ を取り込み、PWM波形のパルス幅を次式から演算する。

【0252】

【数46】

… (数46)

※ドタイム補償ができる。

【0254】

【数47】

… (数47)

50 き、制御装置の制御精度の劣化を防ぐことができる。

【0255】なお、ここまで説明して来た様々な構成を組み合わせることにより様々な制御システムが可能であることは言うまでもなく、又、そのような様々な制御システムも本発明のsprit から逸脱するものではない。

【0256】次に前述した各実施例の制御システムをデータ処理装置の一つであるマイクロプロセッサを使ってデジタル制御する実施例を図43より説明する。同図で170は単一の半導体基板に形成されたシングルチップマイクロプロセッサである。例えば日立HD647008マイクロプロセッサでは単一の半導体基体にプロセッサCPU701、タイマ702、RAM703、ROM704、A/D変換器705、I/Oポート706等が装備され、各々はアドレスバスAB、データバスDBで接続されている。そしてROM704のメモリ空間は32Kバイトあり、またA/D変換器705は8チャンネル、I/Oポート706は9ポートである。

【0257】これにより、上記マイクロプロセッサ70の1チップに発振器710を接続するのみのハード構成で前記した本発明のベクトル制御が実施できる。すなわち、A/D変換器705に速度指令信号 $\omega^*$ 及び電動機一次電流の検出信号*i<sub>i</sub>*を入力するだけで、I/Oポート706からPWM信号を出力し、該PWM信号によってインバータ装置をPWM制御できる。

【0258】次にマイクロプロセッサ170による動作を簡単に説明する。ROM704にはあらかじめ前記した周波数及び電圧指令演算並びにPWM演算プログラムが組込まれ、タイマによって管理される。先ず、CPU701のリセット端子RESに接続された運転スタート信号をハイレベルにすると、A/D変換器705への $\omega^*$ 、*i<sub>i</sub>*を読み込む命令によって、各入力のアナログ信号はデジタル信号に変換される。そして該信号に基づいてROMに記憶されている周波数及び電圧指令演算プログラムに従って3相電圧指令 $v^*$ を演算し、さらに図42に示したPWM制御演算によりPWM信号をI/Oポートから出力する。ここで、各演算処理における割込の優先度は図44に示すようにサンプリングT<sub>c</sub> 毎に行うPWM制御演算が第1番で、ベクトル制御演算はその次にサンプリングT<sub>s</sub> で行い、PWM演算のあき時間で演算処理を行う。

【0259】ここで応答特性を向上するには上記ベクトルに制演算のサンプリングT<sub>s</sub> を小さくするのが望ましい。その点、本発明では、前記した周波数及び電圧指令演算の簡素化を行ったこと、また、これにより、小さい容量のメモリのROMでよいことから、1チップマイクロプロセッサでベクトル制御が実現できる。

【0260】以上、本発明の実施例によれば、1チップマイコンに、速度指令信号及び一次電流検出信号を入力するのみでPWM制御信号が得られることから、ハード構成が簡素化できるという効果がある。

【0261】

【発明の効果】本発明によれば、速度センサ及び電圧センサを用いず、電流センサのみによる簡単なシステム構成で、しかも、ASR、ACRを不要として、制御構成及び演算の簡素化を図り、取扱いが簡単で回転速度、電流を安定かつ、高精度に制御することのできる電動機速度制御方法及び装置を得ることができる。

【0262】更に、本発明によれば電動機の低速運転領域から高速運転領域にわたって、電動機内で発生する全損失が最小となるような理想的な誘導電動機駆動制御方法及び装置を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例である制御システムの基本構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の原理を説明する図である。

【図3】本発明の原理を説明する図である。

【図4】本発明の原理を説明する図である。

【図5】本発明の一実施例の制御特性を説明する図である。

【図6】本発明の一実施例の制御特性を説明する図である。

【図7】本発明の原理を説明する図である。

【図8】本発明の原理を説明する図である。

【図9】本発明の一実施例の制御特性を説明する図である。

【図10】図1の制御システムの一部の変形例を示す図である。

【図11】電動機の電流特性を説明する図である。

【図12】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図13】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図14】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図15】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図16】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図17】図16における同定器の構成を示すブロック図である。

【図18】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図19】図18における同定器の構成を示すブロック図である。

【図20】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図21】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図22】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図23】本発明の制御法と他の制御法および本発明の

制御定数自動設定方式と他の手動設定方式を選択可能な実施例の選択系統を示す系統図である。

【図 24】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図 25】図 24 の実施例の動作説明図である。

【図 26】図 24 の実施例の動作説明図である。

【図 27】図 24 における一部分の別な実施例を示す具体的構成図である。

【図 28】図 24 における一部分の別な実施例を示す具体的構成図である。

【図 29】図 24 における一部分の別な実施例を示す具体的構成図である。

【図 30】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図 31】図 30 の実施例の原理説明図である。

【図 32】図 30 の実施例の原理説明図である。

【図 33】図 30 の実施例の制御特性図である。

【図 34】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図 35】本発明の他の実施例を示す制御システムのブ

ロック図である。

【図 36】本発明の他の実施例を示す制御システムのブロック図である。

【図 37】一般的インバータの回路図を示す図である。

【図 38】図 37 に示したインバータ回路の動作を説明するに用いる図である。

【図 39】図 37 に示したインバータ回路の動作を説明するに用いる図である。

【図 40】本発明によるデッドタイムによるインバータ出力電圧低下の影響を補償する回路構成図である。

【図 41】図 40 の回路動作を説明するに用いる図である。

【図 42】本発明を実施する上での説明図である。

【図 43】本発明の実施例に用いるワンチップマイクロプロセッサの構成図である。

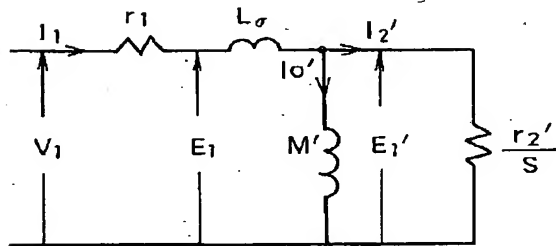
【図 44】図 43 のタイミングチャートである。

【符号の説明】

1…電圧形 PWM インバータ、2…誘導電動機、3…積分器、4…電流検出器、5…周波数制御部、6…電圧指令演算部、7…3 相電圧指令部。

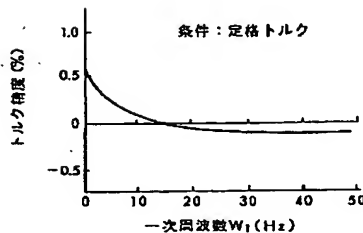
【図 2】

図 2



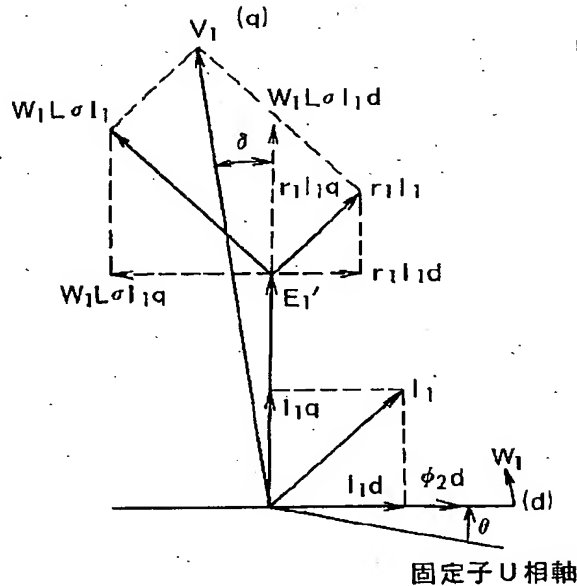
【図 6】

図 6



【図 3】

図 3



【図 4】

図 4

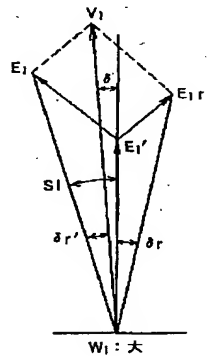
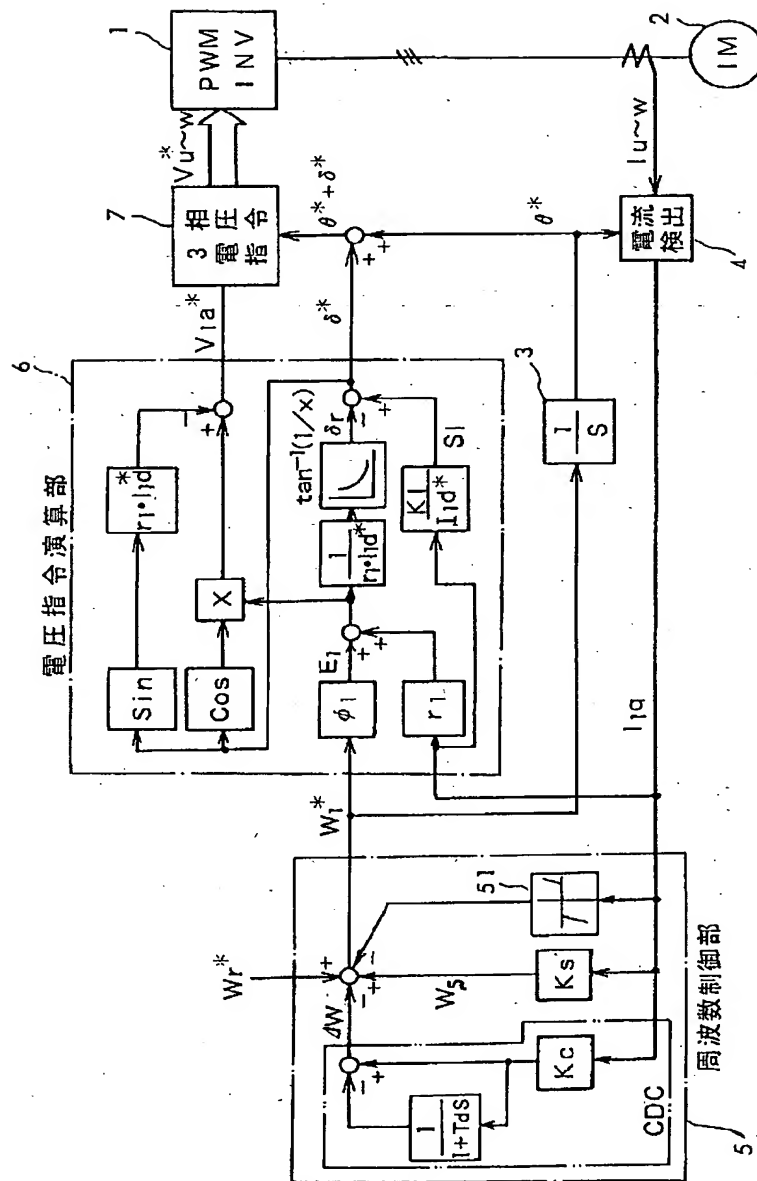
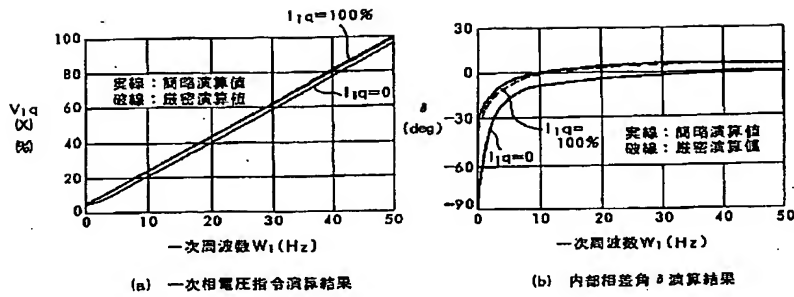


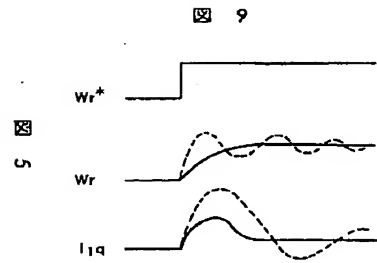
圖 1



【図5】

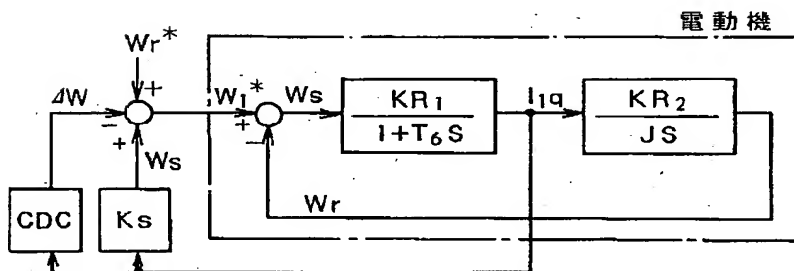


【図9】

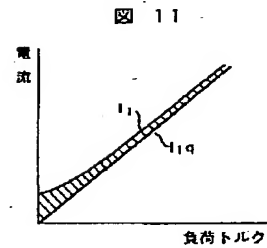


【図7】

図 7



【図11】



【図8】

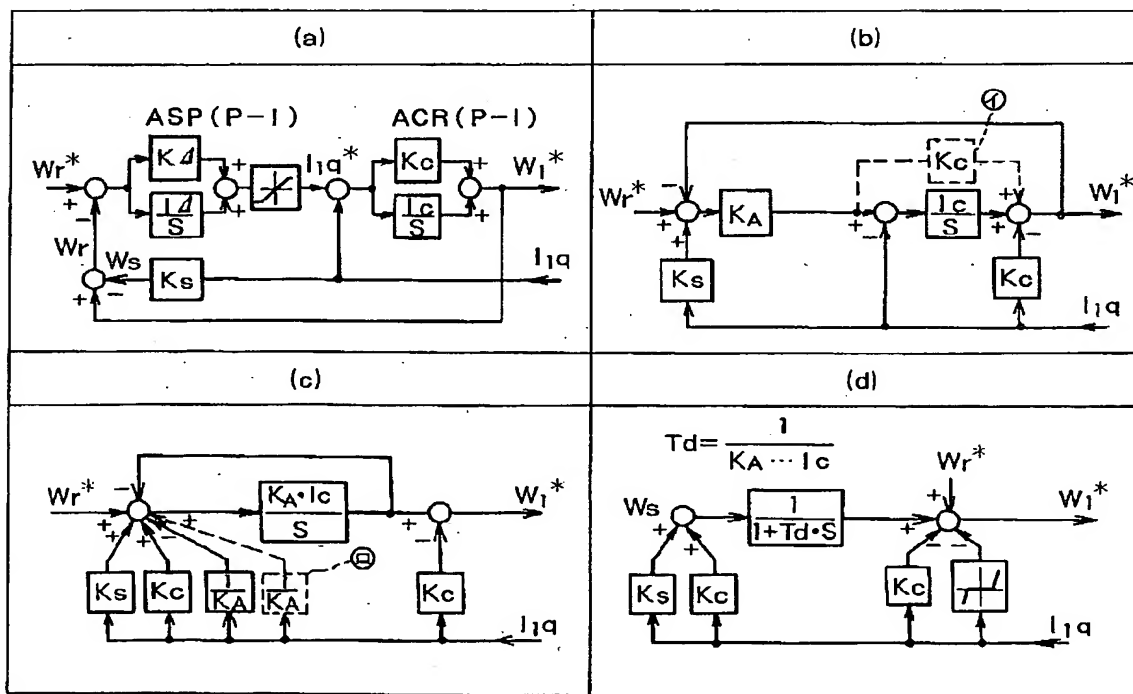
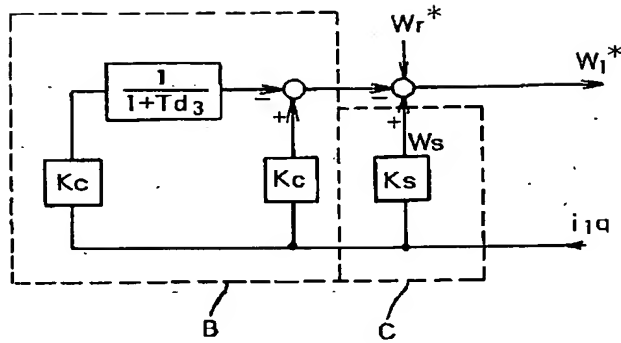


図 8

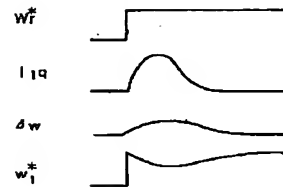
【図10】

図 10



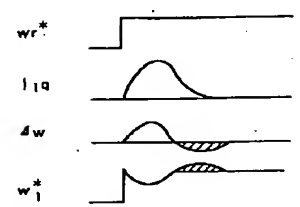
【図25】

図 25



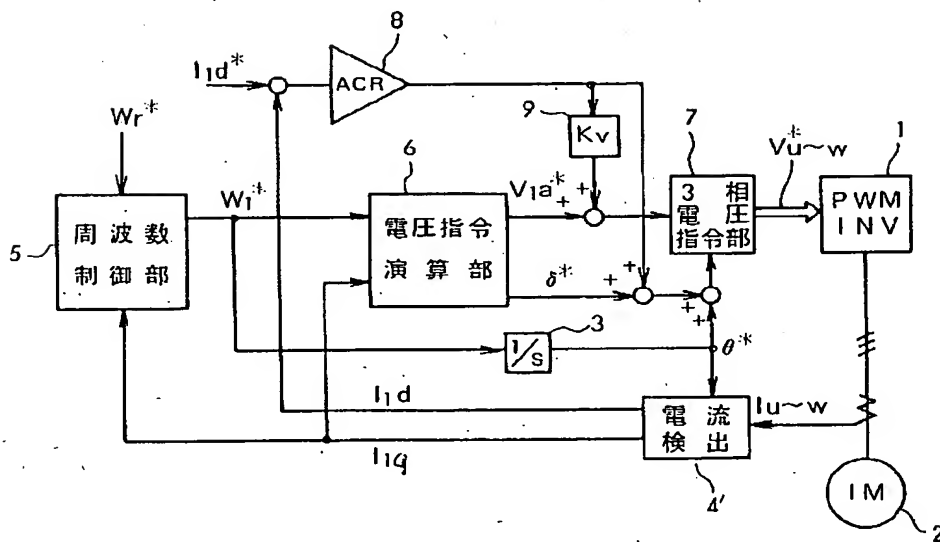
【図26】

図. 26



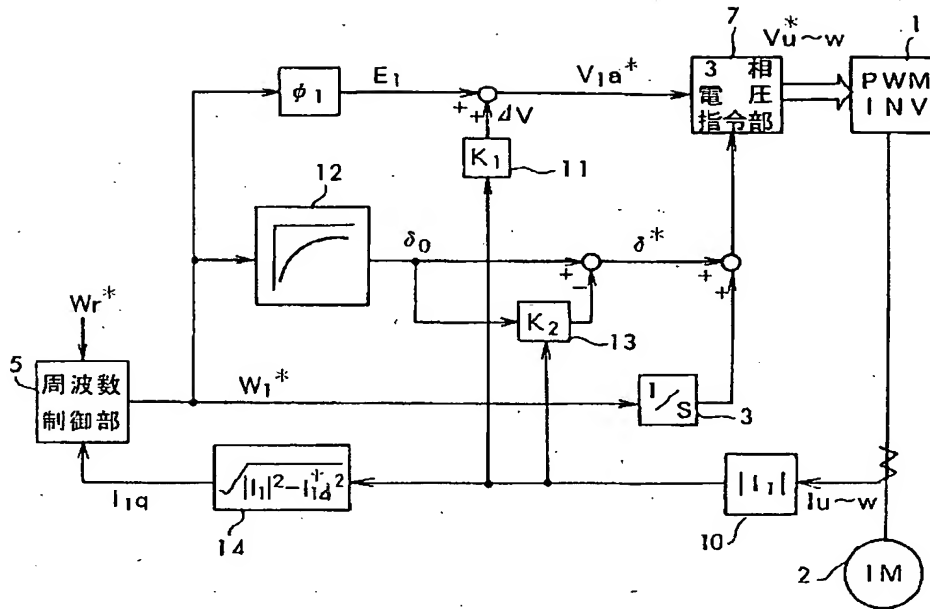
【図12】

図 12



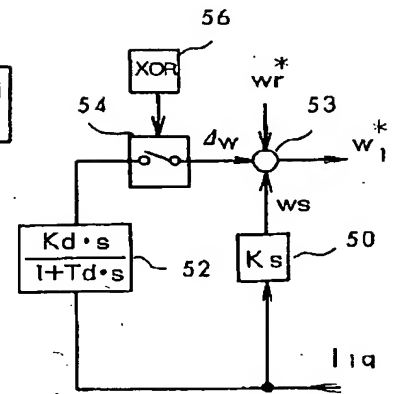
【図13】

図 13



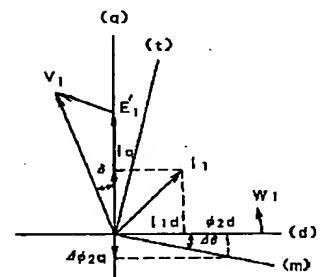
【図29】

図 29



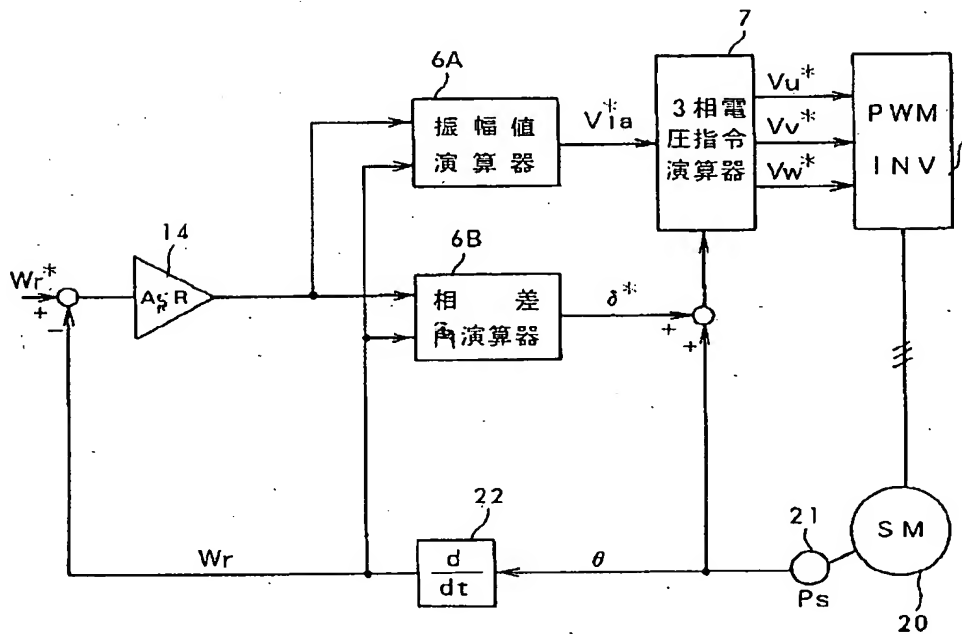
【図32】

図 32



【図15】

図 15



【図39】

図 39

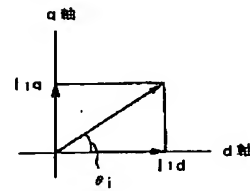
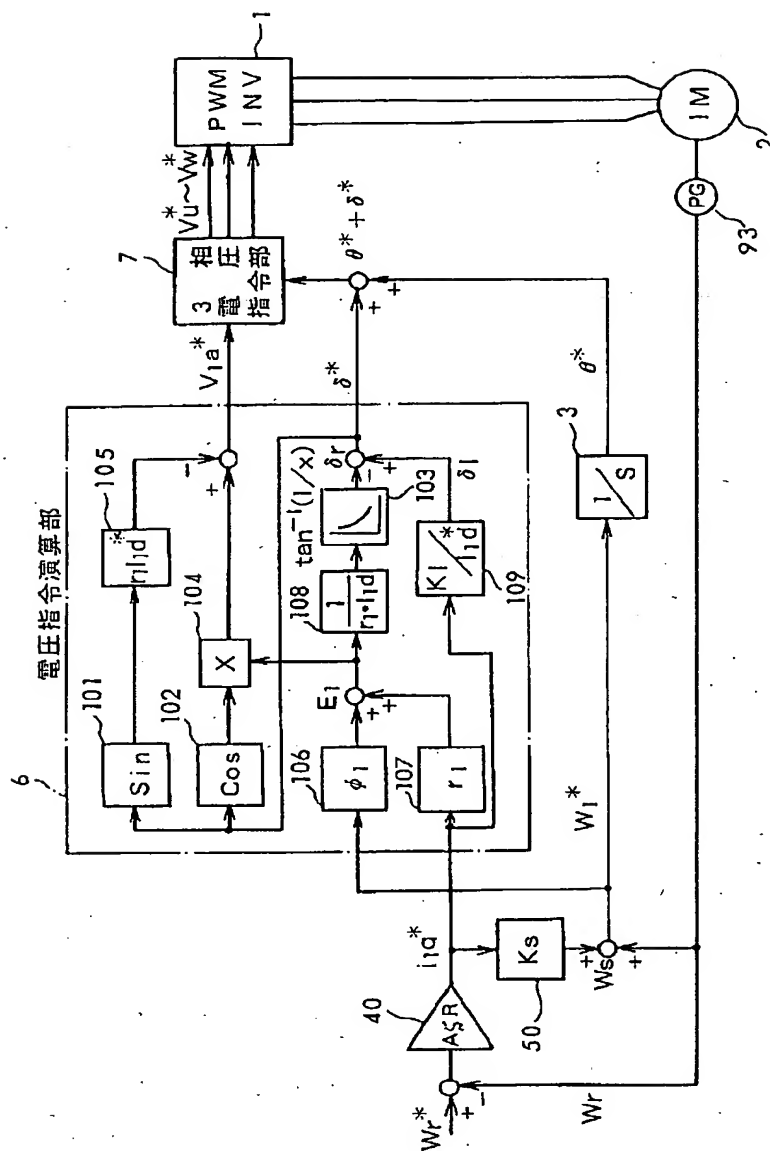


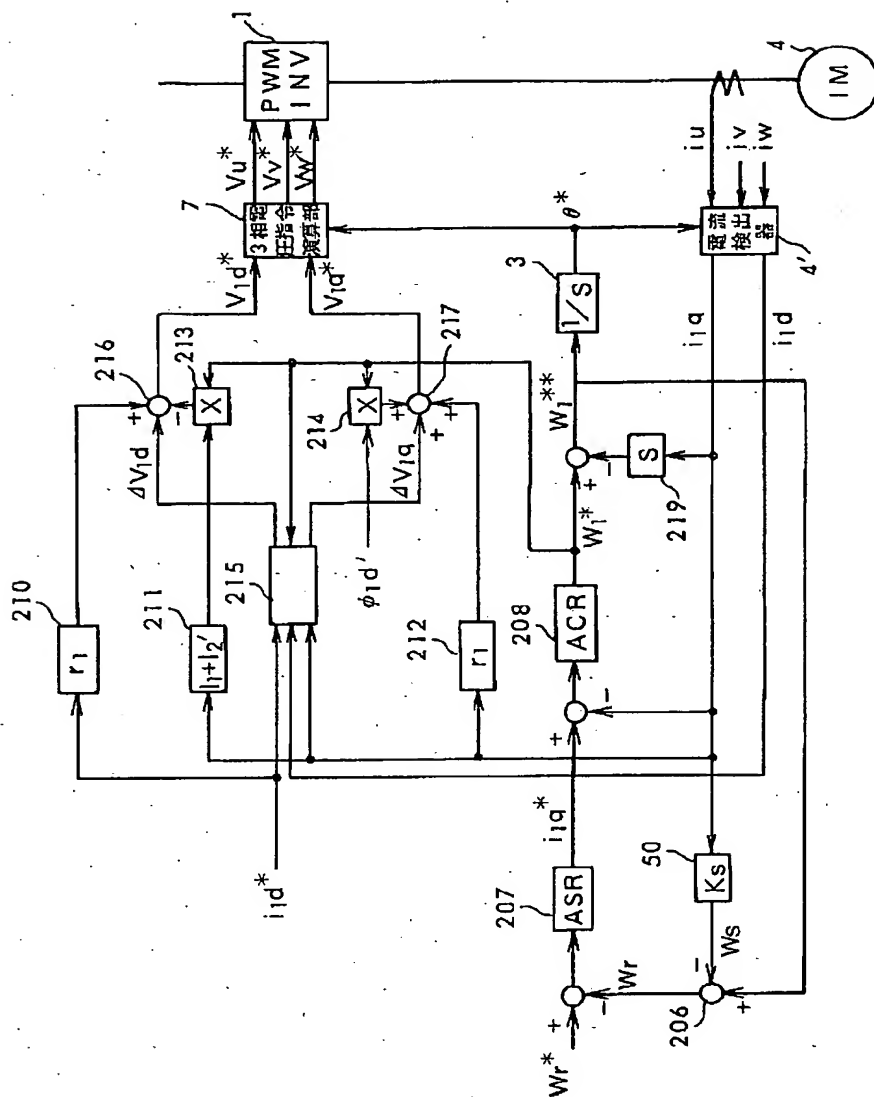


图 14



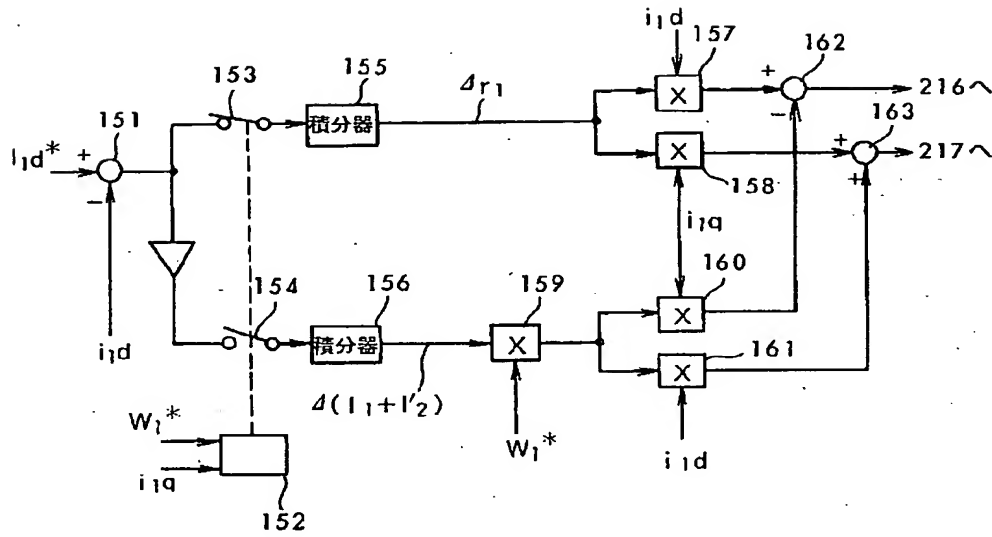
【図16】

図 16



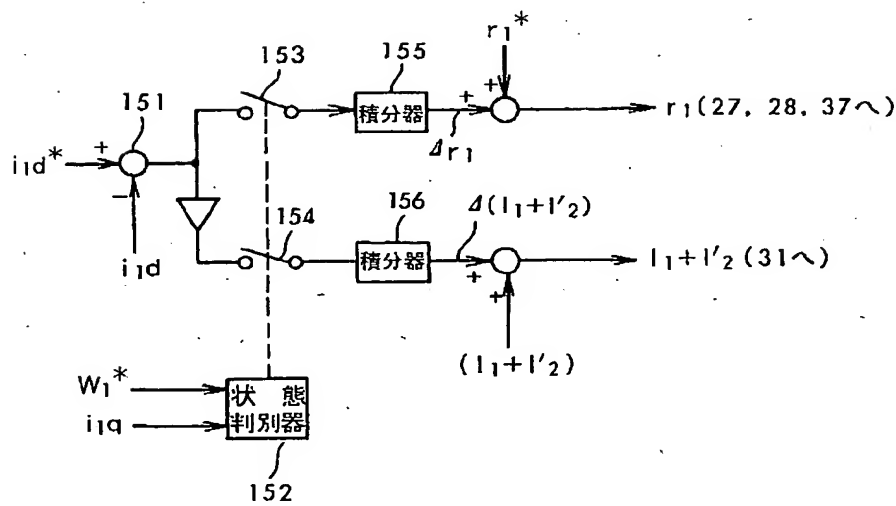
【図17】

図 17



【図19】

図 19



【図28】

図 28

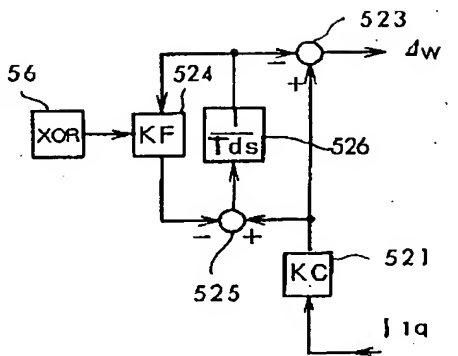
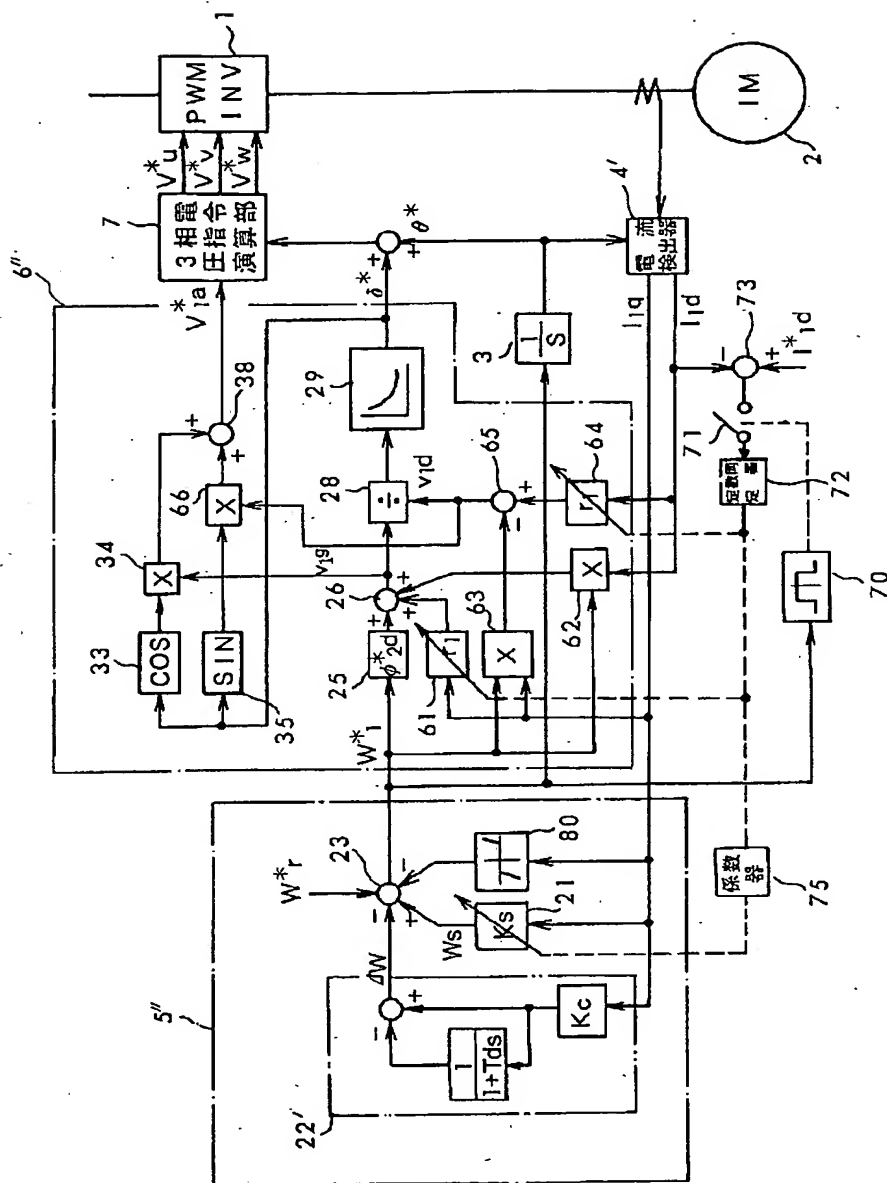
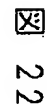




图 20



21

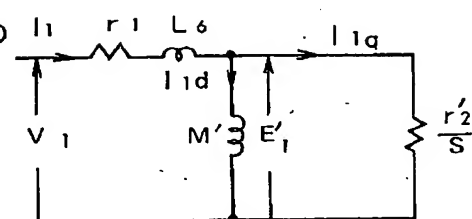


22 ㊦

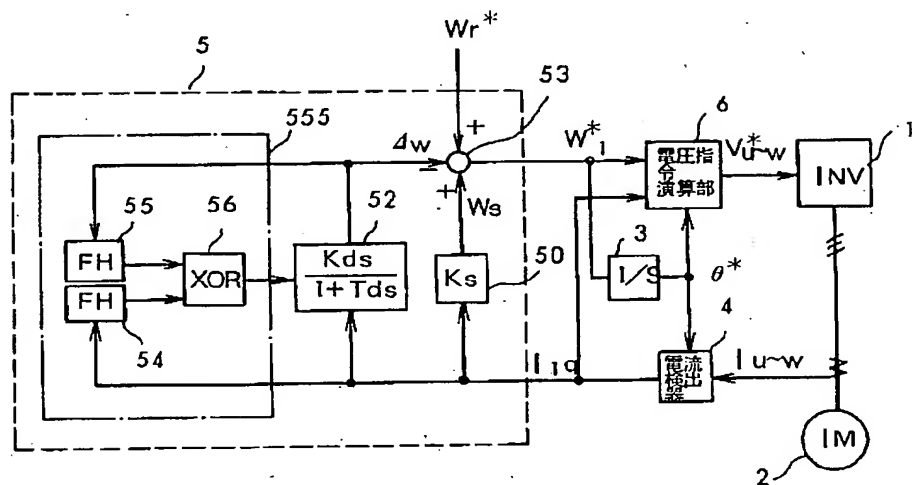


【図 3 1】

图 31

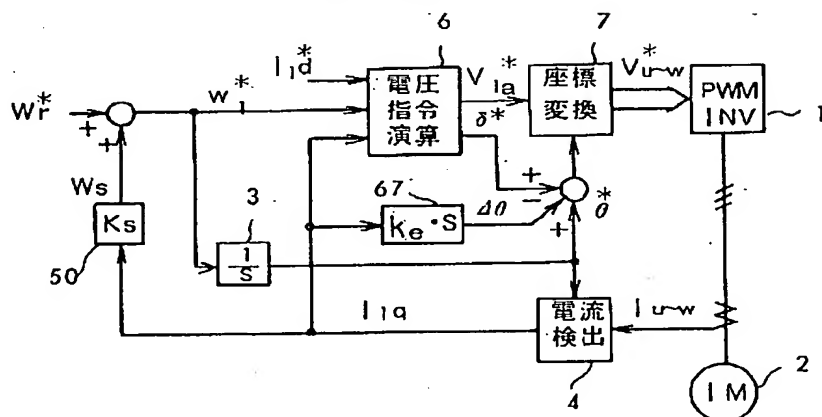
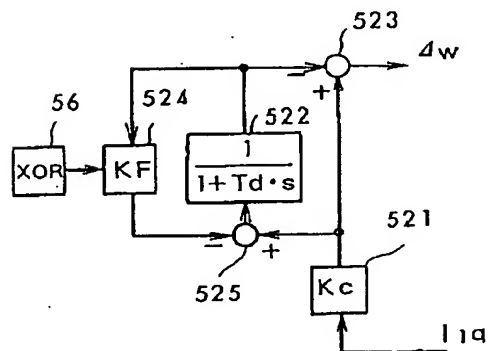


义 24

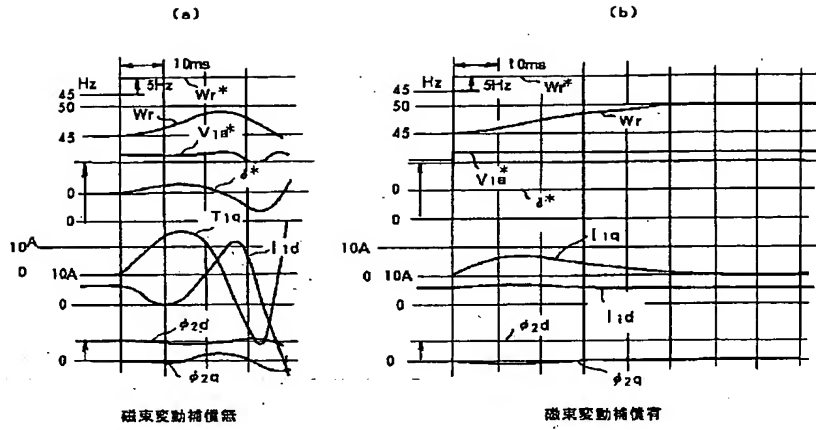


【図 30】

图 30

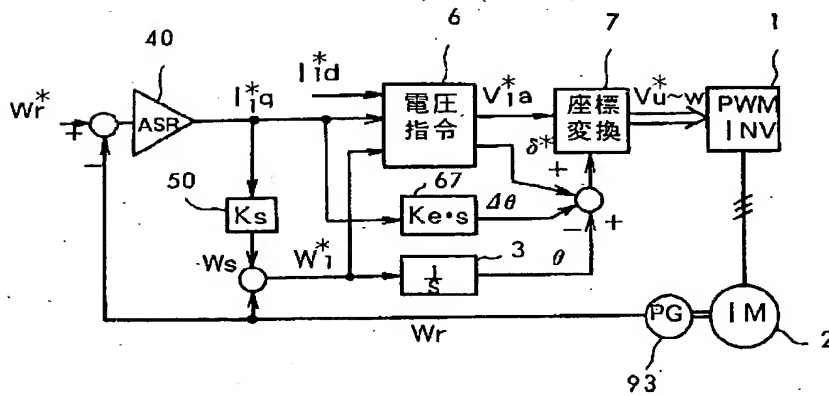


【図 3 3】



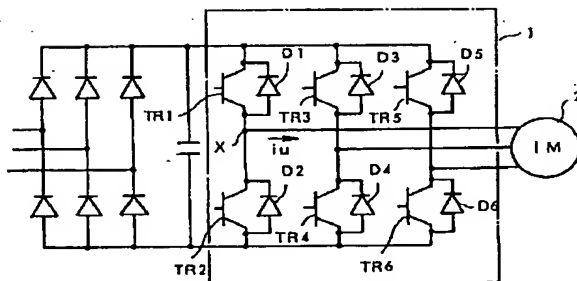
【図 3 4】

図 3 4



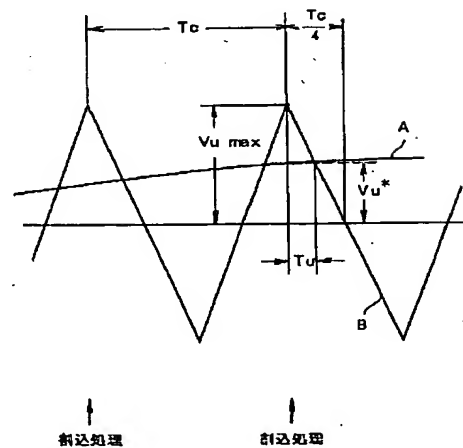
【図 3 7】

図 3 7



【図 4 2】

図 4 2



【図 4 1】

図 4 1

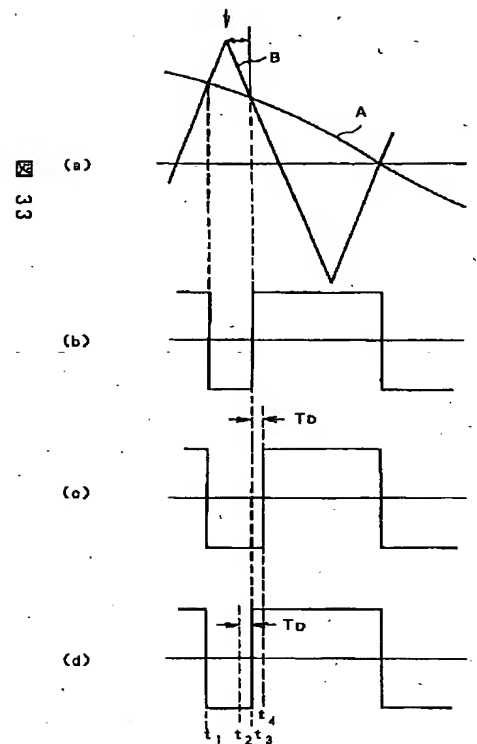
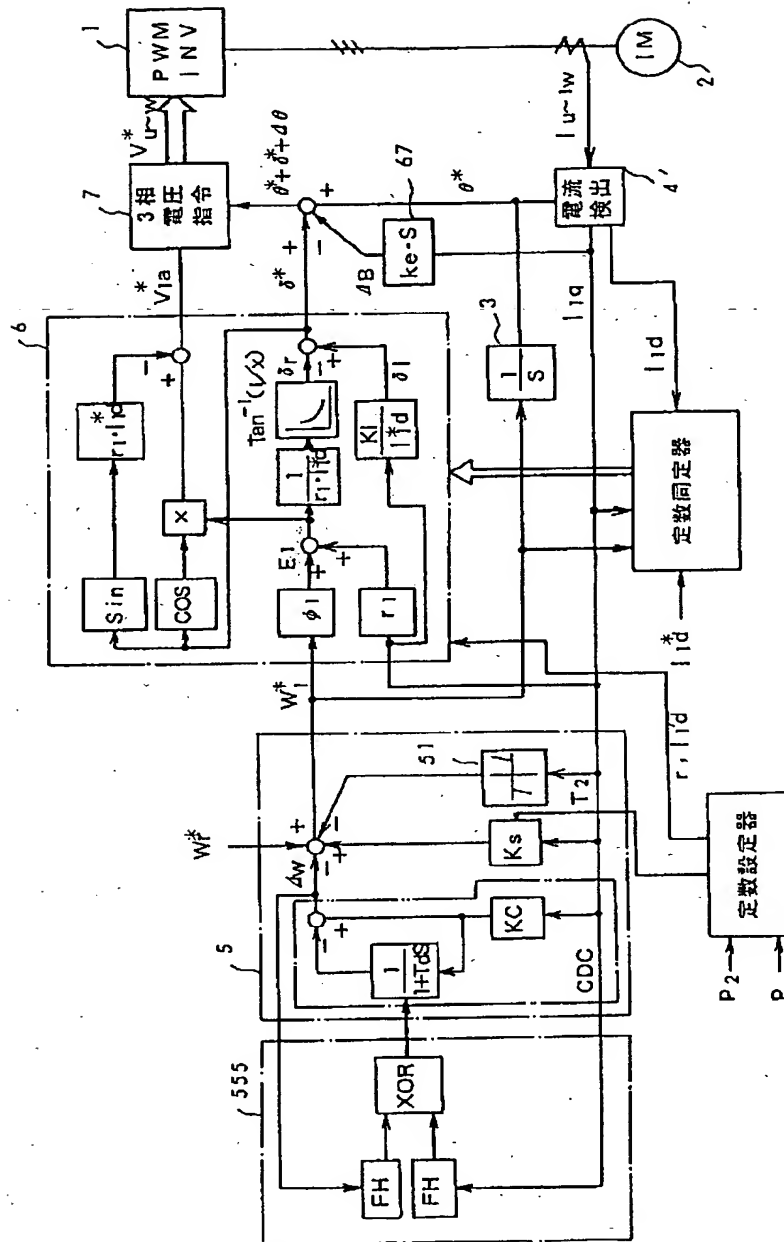


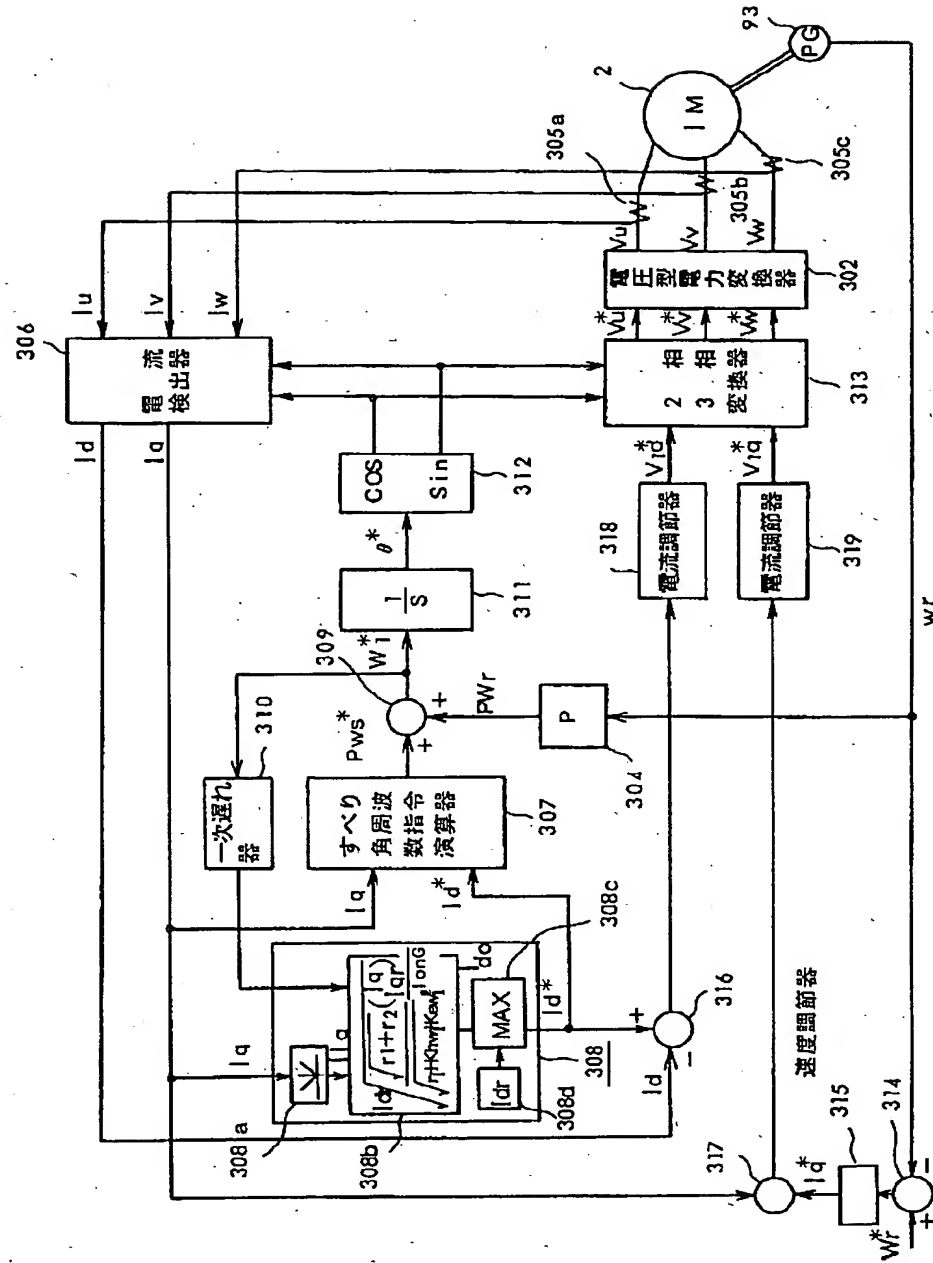


图 35



【図36】

図 36



【図38】

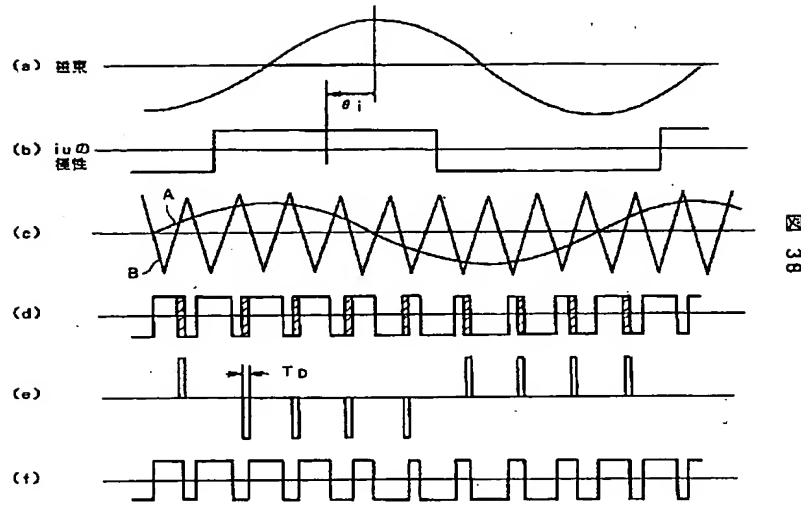
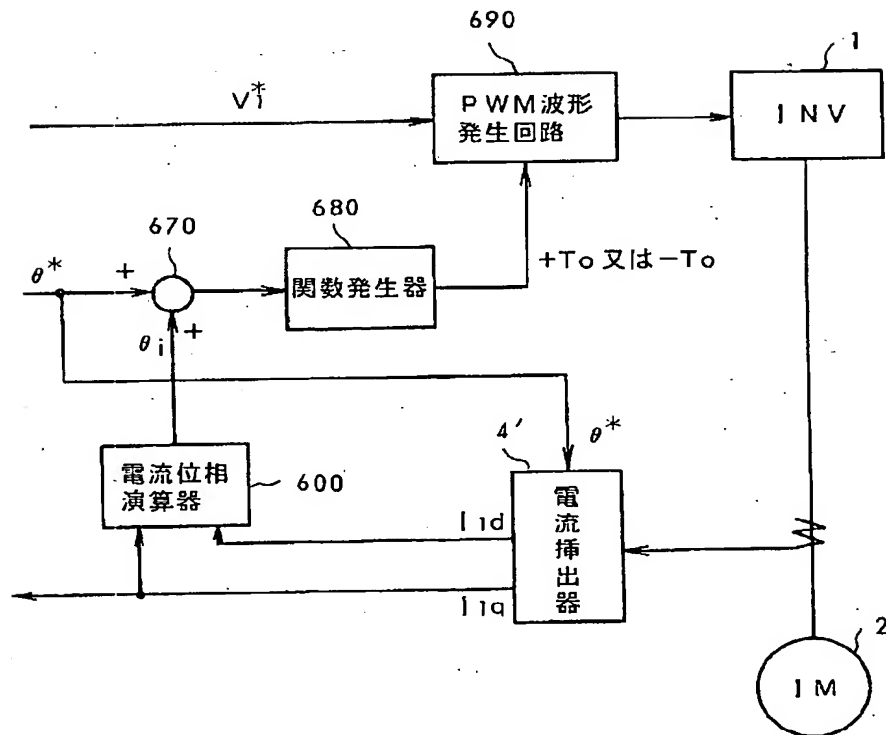


図 38

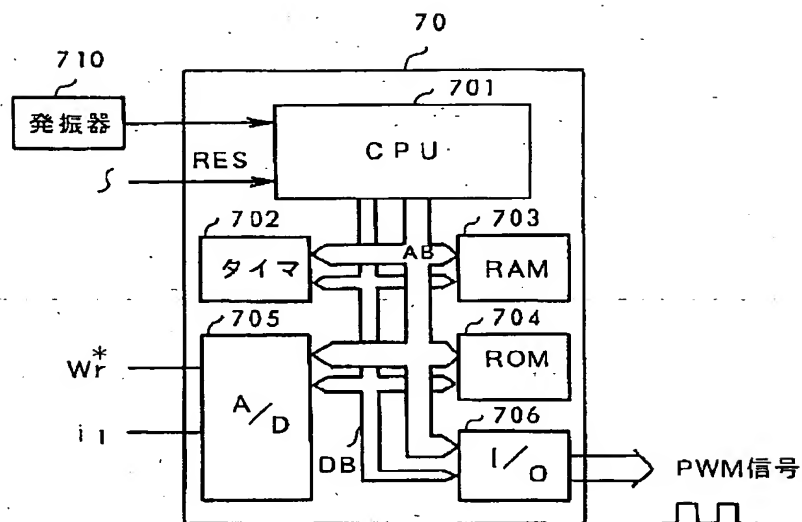
【図40】

図 40



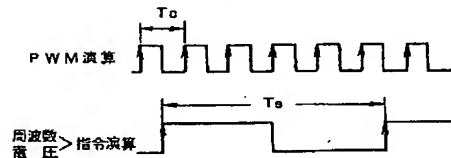
【図43】

図 43



【図44】

図 44



フロントページの続き

(72)発明者 松井 孝行  
茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内

(72)発明者 久保田 譲  
茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内  
(72)発明者 藤井 洋  
千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号  
株式会社日立製作所習志野工場内